



**HAL**  
open science

# Contribution à la modélisation et à la conception optimale de génératrices à aimants permanents pour hydroliennes

Sofiane Djebbari

► **To cite this version:**

Sofiane Djebbari. Contribution à la modélisation et à la conception optimale de génératrices à aimants permanents pour hydroliennes. Autre. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2015. Français. NNT : 2015BRES0012 . tel-01279568v2

**HAL Id: tel-01279568**

**<https://theses.hal.science/tel-01279568v2>**

Submitted on 14 Jan 2019

**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.

# UBO

université de bretagne  
occidentale



**THÈSE / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE**

*sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne*

pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE**

*Mention : Science pour l'Ingénieur*

**École Doctorale EDSM**

présentée par

**Sofiane DJEBARRI**

Préparée au sein de l'EA 3634 IRENav  
et de l'EA 4325, LBMS

## Contribution à la modélisation et à la conception optimale de génératrices à aimants permanents pour hydroliennes

**Soutenance le 6 Mars 2015**

devant le jury composé de :

**Gérard MEUNIER**

Directeur de Recherche, CNRS, Grenoble / *Rapporteur*

**Claude MARCHAND**

Professeur, Université Paris-Sud XI, Paris / *Rapporteur*

**Seddik BACHA**

Professeur, Université Joseph Fourier, Grenoble / *Examineur*

**Mohamed EL-HADI ZAIM**

Professeur, Université de Nantes, Nantes / *Examineur*

**Mohand HAMITI**

Lecturer, University of Nottingham, UK / *Examineur*

**Mohamed BENBOUZID**

Professeur, Université de Bretagne Occidentale / *Directeur de thèse*

**Jean Frédéric CHARPENTIER**

Maître de Conférences HDR, Ecole Navale / *Co-directeur de thèse*

**Franck SCULLER**

Maître de Conférences, Ecole Navale / *Co-encadrant*

**Sylvain GUEMARD**

Ingénieur, EN-Moteurs, Saint-Herblain / *Invité*



Ces travaux ont été financés par la  
Marine Nationale et ont bénéficié  
d'un soutien de la société ECA-EN





# Résumé

L'amélioration des performances des chaînes de conversion dédiées à la récupération d'énergie par les hydroliennes est un point particulièrement important pour rendre cette ressource économiquement attractive. Ainsi, la minimisation du coût de l'énergie produite passe nécessairement par une amélioration des performances de la chaîne de conversion électromécanique, et une réduction des coûts de maintenance et de production des éléments la constituant. Dans ce contexte particulier, les génératrices à aimants permanents apparaissent comme particulièrement intéressantes dans la mesure où elles sont bien adaptées à un fonctionnement à basse vitesse et à fort couple. Ceci permet d'éliminer des systèmes mécaniques très complexes, encombrants et exigeants en maintenance, tels que, le multiplicateur de vitesse et/ou le système d'orientation des pales. L'objectif de cette thèse est donc d'explorer un certain nombre de pistes concernant les outils, les concepts et les règles de conception à mettre en œuvre pour dimensionner une génératrice associée en entraînement direct à une turbine hydrolienne à pas fixe. Les outils mis au point, dans ces travaux, englobent des modèles multi-physiques intégrés dans une démarche de conception qui se veut la plus globale possible. Cette méthodologie tient compte de la caractéristique de la ressource (courants de marées), de celle de la turbine (hélice), des spécifications de la génératrice à aimants permanents, de la mise en œuvre d'une stratégie de pilotage associant MPPT et limitation de puissance par défluxage à fort courants de marées, en plus des contraintes liées au convertisseur. L'environnement de conception développé permet un couplage des modèles dans une procédure d'optimisation. Les résultats obtenus permettent de mettre en lumière les points clés associés au développement d'une telle génératrice pour un contexte hydrolien.

**Mot clés :** *Conception optimale, machines à aimants permanents, machines à flux axial, modélisation électromagnétique, modélisation thermique, modèles analytiques inverses, énergie des courants de marées, Hydroliennes, association machine/hélice, POD, Rim-Driven, entraînement direct, turbines à pas fixe, entraînements à vitesse variable, limitation de puissance par défluxage.*

# Abstract

Energy conversion chain improvements of marine current turbines are key features to ensure safe operation and to make tidal energy resource cost-attractive. In this context, eliminating mechanical systems that demand high level of maintenance can be an interesting way to improve the global behavior of tidal turbines. For that purposes, the presented studies focus on the design methodology and concepts in relation with direct-driven generators associated with fixed-pitch turbines. The proposed designs use a multiphysics modeling integrated in an optimization process of the generator with taking into account the drive train environment.

For these reasons, several models have been integrated into a global design strategy to improve marine current turbines performances. This strategy is based on the use of an optimization process that associates electromagnetic model, thermal model, turbine performance model and tidal resource velocity profile. This methodology integrates also an efficient control strategy based on maximum power point tracking (MPPT) approach at low tidal speed and a flux-weakening power limitation approach at high tidal speed achieved by the generator control without blade pitching. The obtained results highlight trends that could lead to improve the design and to set relevant technological choices in order to ensure significant cost reduction and reliability improvement of marine current turbines.

**Keywords:** *Optimal design, permanent magnet generators, axial flux machines, electromagnetic models, analytical models, thermal modeling, tidal energy, marine current turbines, generator/turbine association, POD, Rim-Driven, direct-drive, fixed-pitch turbines, variable speed drive, flux-weakening, power leveling.*

# Remerciements



# Avant-propos et liste des publications

“L’instinct est quelque chose qui transcende la connaissance. Nous avons sans aucun doute, certaines fibres plus fines qui nous permettent de percevoir les vérités quand la déduction logique, ou tout autre effort volontaire du cerveau, est futile”

**Nikola Tesla**

Une partie du travail présenté dans ce mémoire a fait l’objet d’articles publiés ou actuellement en cours de publication. Ces communications scientifiques sont listées ci-dessous :

## Revue internationale

- [1] **Sofiane Djebarri**, Mohamed Benbouzid, Jean-Frédéric Charpentier, Franck Scuiller, "A Comparative Study of Modular Axial Flux Podded Generators for Marine Current Turbines", *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)*, vol. 7, Issue 1, pp. 30-34, 2014.
- [2] **Sofiane Djebarri**, Jean-Frédéric Charpentier, Franck Scuiller and M.E.H. Benbouzid, "Génératrice à aimants permanents à flux axial à grand diamètre avec entrefer immergé – Eléments de conception et analyse des performances pour un cahier des charges d’hydrolienne," *European Journal of Electrical Engineering*, vol. 16, n°2, pp. 145-176, 2013.
- [3] **Sofiane Djebarri**, Jean-Frédéric Charpentier, Franck Scuiller, Mohamed Benbouzid, "Design and Performance Analysis of Double Stator Axial Flux PM Generator for Rim-Driven Marine Current Turbines," *IEEE Trans Journal on Oceanic Engineering*. **Article en révision.**

## Conférences internationales

- [1] **Sofiane Djebarri**, Jean-Frédéric Charpentier, Franck Scuiller, Mohamed Benbouzid, "Comparison of direct-drive PM Generators for Tidal turbines," *IEEE International Power Electronics and Application Conference PEAC’2014*, Shanghai (China), 5-8 November 2014.
- [2] **Sofiane Djebarri**, Jean-Frédéric Charpentier, Franck Scuiller, Mohamed Benbouzid, "Systemic Design Methodology for Fixed-Pitch RFPM Generator-Based MCT ", *IEEE International Conference on Green Energy (ICGE-2014)*, Sfax (Tunisia), pp. 32-37, 25-27 March 2014.



- [3] **Sofiane Djebbari**, Jean-Frédéric Charpentier, Franck Sculler, Mohamed Benbouzid and Sylvain Guemard, "Rough design of a double-stator axial flux permanent magnet generator for a rim-driven marine current turbine," in *Proceedings of the 2012 IEEE ISIE*, Hangzhou (China), pp. 1450-1455, May 2012.

## Conférences nationales

- [1] **Sofiane Djebbari**, Jean-Frédéric Charpentier, Franck Sculler, Mohamed Benbouzid, "Méthodologie de conception systématique de génératrices à aimants permanents associées avec une hélice à pas fixe : Application aux hydroliennes," *Symposium de Génie Electrique SGE-2014*, 8-10 Juillet ENS Cachan Paris, 2014.
- [2] **Sofiane Djebbari**, Jean-Frédéric Charpentier, Franck Sculler, Mohamed Benbouzid, "Éléments comparatifs de plusieurs technologies de génératrices à aimants permanents à entraînement direct pour hydroliennes," *Congrès SHF - EMR 2013*, Dans les actes de la conférence, Brest, 2013.
- [3] **Sofiane Djebbari**, "Comparaison des Masses et des Coûts des Parties Actives de Génératrices à Aimants Permanents pour des Cahiers des Charges d'Hydroliennes POD et Rim-Driven," *Journées des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique JCGE - 2013*, Saint-Nazaire, 2013.
- [4] **Sofiane Djebbari**, Jean-Frédéric Charpentier, Franck Sculler, Mohamed Benbouzid, Sylvain Guemard, " Pré-Dimensionnement d'une Machine à Flux Axial à Double Stator pour un Cahier des Charges d'une Hydrolienne à Entraînement Circonférentiel," *Electrotechnique du Futur EF'2011*, Belfort, 2011. (Sélectionné pour la revue EJEE).

# Table des matières

Résumé .....	1
Abstract.....	2
Remerciements .....	3
Avant-propos et liste des publications.....	5
Table des matières .....	7
Glossaire .....	11
Listes des figures .....	17
Liste des tableaux.....	22
<b>Introduction générale.....</b>	<b>23</b>
<b>Chapitre I.....</b>	<b>27</b>
<b>I. Hydrolien, analyse technologique et synthèse .....</b>	<b>27</b>
I.1. Introduction.....	27
I.2. Généralités .....	27
I.2.1. Nature des marées .....	27
I.2.2. Récupération de l'énergie des marées.....	29
I.2.2.1. Les usines marémotrices.....	29
I.2.2.2. L'hydrolien .....	30
I.3. Analyse de la chaîne d'entraînement d'une hydrolienne .....	32
I.3.1. Description générale de la chaîne de conversion d'énergie.....	32
I.3.2. Analyse des possibilités d'accouplement d'une génératrice direct-drive à une turbine hydrolienne .....	36
I.3.2.1. Accouplement sur l'arbre .....	36
I.3.2.2. Accouplement en Rim-Driven .....	37
I.4. Synthèse sur les systèmes hydroliens et justification du cadre d'étude .....	39
I.4.1. Synthèse sur les projets hydroliens les plus matures .....	39
I.4.2. Sources de défaillance et de maintenance .....	41
I.5. Conclusion .....	42
<b>Chapitre II.....</b>	<b>45</b>
<b>II. Modélisation multi-physique des génératrices à aimants permanents.....</b>	<b>45</b>
II.1. Introduction.....	45
II.2. Modélisation électromagnétique.....	46
II.2.1. Description et présentation des géométries des machines étudiées.....	46
II.2.1.1. Description des machines à flux axial et présentation de la géométrie.....	46
II.2.1.2. Rappel sur les machines à flux radial et présentation de la géométrie retenue..	50

II.2.2. Modélisation électromagnétique en vue du calcul des dimensions géométriques de la génératrice à flux axial à double stator .....	53
II.2.2.1. Expression du couple électromagnétique moyen.....	53
II.2.2.2. Etablissement du facteur de correction des fuites de flux 3D .....	54
II.2.2.3. Estimation de l'entrefer mécanique .....	56
II.2.2.4. Calcul du rayon externe.....	57
II.2.2.5. Hypothèses sur la constitution de l'entrefer des génératrices.....	57
II.2.2.6. Calcul de l'épaisseur d'aimant.....	59
1) Homogénéisation de la surface d'entrefer .....	59
2) Calcul de l'épaisseur d'aimant pour obtenir l'induction souhaitée dans l'entrefer .....	61
II.2.2.7. Calcul de l'ouverture relative des dents.....	61
II.2.2.8. Calcul de l'épaisseur de la culasse au stator .....	62
II.2.2.9. Calcul de la profondeur d'encoche (hauteur de dent).....	62
II.2.2.10. Calcul du champ maximal dans les aimants.....	62
II.2.2.11. Calcul des pertes et du rendement .....	63
II.2.2.12. Calcul de la force électromotrice .....	64
II.2.2.13. Calcul des inductances .....	65
II.2.2.14. Calcul du circuit électrique de la phase et du facteur de puissance au point nominal.....	68
II.2.3. Equations de dimensionnement de la machine à aimants permanents à flux radial	69
II.3. Modélisation thermique .....	71
II.3.1. Modèle thermique 1D .....	71
II.3.1.1. Modélisation du transfert thermique d'une portion de machine définie sous une largeur d'encoche.....	72
3) Estimation du coefficient de convection sur la surface extérieure du stator	74
4) Estimation du coefficient de convection dans l'entrefer .....	76
5) Calcul des termes liés aux sources thermiques .....	77
6) Estimation des coefficients de conduction.....	78
7) Estimation de l'ordre de grandeur des coefficients de convection.....	79
8) Système d'équations issu du modèle établi pour une portion de machine définie sous une largeur d'encoche.....	80
9) Températures calculées dans une portion de machine définie sous une largeur d'encoche .....	81
II.3.1.2. Modélisation du transfert thermique sur une portion du stator définie sous une largeur de dent.....	82
10) Système d'équations du modèle thermique établi pour une portion de machine définie sous une largeur de dent .....	83
11) Températures calculées pour une portion du stator définie sous une largeur de dent .....	83
II.3.2. Modèle thermique 2D .....	84
II.3.2.1. Calcul des résistances thermiques de la branche modélisant le transfert encoche/dent .....	85
II.3.2.2. Système d'équations du modèle thermique 2D .....	87
II.3.2.3. Températures calculées par le modèle 2D.....	88
II.3.2.4. Validation du modèle à réseau de résistances thermiques par un code numérique EF 2D .....	89
II.4. Conclusion.....	90

<b>Chapitre 3 .....</b>	<b>93</b>
<b>III. Validation des modèles et étude de génératrices à aimants permanents pour des cahiers des charges d'hydroliennes .....</b>	<b>93</b>
III.1.Introduction.....	93
III.2.Méthodologie de dimensionnement et formulation d'un problème d'optimisation.....	94
III.2.1. Paramètres fixes et variables d'optimisation .....	94
III.2.2. Formulation du problème d'optimisation .....	95
III.2.2.1. Fonction objectif .....	95
III.2.2.2. Contraintes sur le nombre de paires de pôles.....	96
III.2.2.3. Contrainte sur la température .....	97
III.2.2.4. Contrainte liée à la désaimantation des aimants .....	97
III.2.2.5. Contrainte sur le rendement de la génératrice .....	98
III.2.2.6. Contrainte sur la tension de phase (adaptation à la tension du convertisseur) ..	98
III.2.2.7. Contrainte sur le facteur de puissance .....	98
III.2.2.8. Contraintes géométriques supplémentaires .....	98
III.2.2.9. Présentation synthétique du problème d'optimisation .....	99
III.3.Validation des modèles de dimensionnement.....	99
III.3.1. Définition d'un cahier des charges .....	99
III.3.2. Dimensionnement d'une génératrice.....	102
III.3.3. Validation du dimensionnement électromagnétique .....	104
III.3.3.1. Validation par EF 3D du calcul des flux à vide, de la FEM et du couple électromagnétique.....	104
III.3.3.2. Validation en 2D des calculs des niveaux d'induction (saturation, désaimantation).....	107
III.3.4. Sensibilité du modèle thermique aux valeurs des coefficients de convection et aux épaisseurs d'isolants .....	111
III.4.Etude comparative de génératrices à aimants permanents pour un cahier des charges Rim-Driven .....	113
III.5.Etude comparative de génératrices à aimants permanents pour un cahier des charges POD .....	117
III.6.Comparaison des génératrices dimensionnées pour les cahiers des charges Rim-Driven et POD.....	124
III.7.Influence des contraintes sur le dimensionnement des génératrices.....	126
III.7.1. Influence de la contrainte sur le rendement .....	126
III.7.2. Influence de la contrainte sur le diamètre externe de la génératrice.....	128
III.8.Conclusion .....	131
<b>Chapitre 4 .....</b>	<b>133</b>
<b>IV.Méthodologie de dimensionnement des hydroliennes avec prise en compte du cycle de fonctionnement .....</b>	<b>133</b>
IV.1. Introduction .....	133
IV.2. Méthodologie.....	134
IV.2.1. Modélisation et analyse de la ressource des courants de marées.....	134
IV.2.2. Modélisation de la turbine (hélice).....	137
IV.2.3. Définition de la stratégie de pilotage de l'hydrolienne à partir de l'analyse de la ressource .....	138
IV.2.4. Définition de la valeur de la contrainte en tension liée au convertisseur.....	144

IV.2.5. Association génératrice/convertisseur .....	145
1) Cas 1 : Flux rotorique supérieur à la réaction magnétique d'induit .....	148
2) Cas 2 : flux rotorique inférieur ou égal à la réaction magnétique d'induit .	149
IV.2.6. Formulation du problème d'optimisation avec les contraintes de fonctionnement sur cycle.....	149
IV.2.7. Etude de cas et analyse d'un dimensionnement .....	150
IV.2.7.1. Dimensionnement d'une génératrice .....	150
IV.2.7.2. Analyse des capacités de défluxage de la génératrice.....	152
IV.3. Analyse des performances à couple maximal et sur un cycle de vitesse.....	154
IV.3.1. Performances à couple maximal de la génératrice.....	154
IV.3.2. Performances de la génératrice lors du suivi de la stratégie de pilotage associée à l'hydrolienne.....	157
IV.4. Influence des paramètres de couplage de la génératrice avec le convertisseur et la turbine .....	160
IV.4.1. Etude de l'influence du facteur de puissance .....	160
IV.4.2. Etude de l'influence de la caractéristique d'hélice .....	161
IV.5. Conclusion .....	167
<b>Chapitre 5 .....</b>	<b>169</b>
<b>V. Mise en œuvre d'un prototype expérimental .....</b>	<b>169</b>
V.1. Introduction .....	169
V.2. Ebauche de dimensionnement d'un démonstrateur de machine à flux axial en SMC ..	170
V.2.1. Objectifs et contexte de réalisation du démonstrateur .....	170
V.2.2. Méthodologie de dimensionnement.....	171
V.2.3. Estimation des performances et des phénomènes de fuites. ....	172
V.2.4. Eléments sur l'environnement de la maquette et l'instrumentation .....	176
V.2.5. Réalisation du prototype .....	176
V.3. Conclusion.....	178
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>179</b>
<b>Annexe I.....</b>	<b>184</b>
<b>Annexe II.....</b>	<b>189</b>
<b>Annexe III.....</b>	<b>199</b>
<b>Annexe IV.....</b>	<b>204</b>
<b>Annexe V.....</b>	<b>206</b>
<b>Annexe VI.....</b>	<b>207</b>
<b>Annexe VII.....</b>	<b>209</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>213</b>

# Glossaire

AP	Aimants Permanents
EF2D	Eléments finis 2D
EF3D	Eléments finis 3D
MFADS	Machine à Aimants Permanents à Flux Axial à Double Stator
MPPT	Maximum Power Point Tracking (stratégie de contrôle par la poursuite du point de fonctionnement à puissance maximale)
POD	Machine électrique logée dans une nacelle
RFPM	Machine à Flux Radial à Aimants Permanents
Rim-Driven	Machine électrique disposée sur la périphérie des pales et directement entraînée par les pales
SHOM	Service Hydrographique et Océanographique de la Marine
SMC	Matériau ferromagnétique composite
TSR	Tip-speed-ratio (rapport entre la vitesse périphérique d'une turbine et la vitesse de l'eau de mer)

## Symboles utilisés pour le modèle électromagnétique

$A_L$	densité de courant linéique au stator, définie au rayon moyen pour la machine à flux axial (elle est définie au rayon d'alésage pour la machine à flux radial)	( $A_{eff}/m$ )
$A_{slot}$	section d'une encoche	( $m^2$ )
$B_{gmax}$	induction maximale au dessus d'un aimant	(T)
$B_1$	valeur crête du fondamental de l'induction d'entrefer à vide	(T)
$B_r$	induction rémanente dans les aimants	(T)
$B_{sat\_dent}$	valeur de l'induction dans les tôles magnétiques des dents pour laquelle apparait un début de saturation	(T)
$B_{sat\_culasse}$	valeur de l'induction dans les tôles magnétiques des culasses pour laquelle apparait un début de saturation	(T)
$B_{Fe0}$	induction caractéristique des tôles ferromagnétiques à la fréquence $f_0$	(T)
$C_g^L$	coefficient d'inductance d'entrefer	(H)
$C_{slot}^L$	coefficient d'inductances de fuites dans les encoches	(H)
$C_{end}^L$	coefficient d'inductances de fuites dans les têtes de bobines	(H)
$D_m$	diamètre magnétique moyen pour la machine à flux axial	(m)
$D_s$	diamètre d'alésage pour les machines à flux radial	(m)
<b>D</b>	matrice fonction densité de bobinage	(-)
ERR	taux d'écart entre les calculs de flux par les éléments finis 3D et 2D	(%)
$E^1$	valeur efficace du 1 <sup>ier</sup> harmonique de la force électromotrice de phase	(V)
$f$	fréquence électrique des courants (vue par les tôles magnétiques)	(Hz)
$f_0$	fréquence électrique caractéristique des tôles magnétiques	(Hz)
FP	facteur de puissance au point de fonctionnement nominal	(-)
$H_{cj}$	champ coercitif des aimants	(A/m)
$H_{cmax}$	champ magnétique maximal de désaimantation dans les aimants en régime défluxé ( $\Psi = -\pi/2$ ) et pour des courants de phases crêtes	(A/m)

$h_{yr}$	épaisseur de la culasse rotorique pour les machines à flux radial	(m)
$h_{ys}$	épaisseur de la culasse statorique pour les machines à flux radial	(m)
$h_s$	hauteur de la dent ou profondeur de l'encoche de la machine à flux radial	(m)
$h_g$	distante entre les aimants et les becs de dents statoriques	(m)
$h_m$	épaisseur des aimants pour les machines à flux radial	(m)
$h_b$	hauteur des becs de dents pour les machines à flux radial	(m)
$h_{m\_hom}$	entrefer magnétique homogénéisé pour la machine à flux radial	(m)
$I$	courant efficace de phase	(A)
$I_{max}$	courant maximal en régime nominal (en valeur efficace)	(A)
$J$	densité de courant efficace dans les conducteurs	(A <sub>eff</sub> /m <sup>2</sup> )
$k_{b1}$	coefficient de bobinage au 1 <sup>er</sup> harmonique	(-)
$k_D$	rapport entre la valeur de l'entrefer aimant/stator et le diamètre de la machine (diamètre moyen pour la machine à flux axial, et diamètre d'alésage pour la machine à flux radial)	(-)
$k_c$	coefficient de carter (correction des effets d'ouverture des encoches sur l'induction d'entrefer)	(-)
$k_f$	coefficient de remplissage des encoches	(-)
$k_I$	coefficient de surintensité des courants de phases	(-)
$L_m$	longueur active de la machine à flux radial	(m)
$l_{ist}$	largeur de l'isthme d'encoche définie au rayon moyen pour les machines à flux axial	(m)
$\mathbf{L}_g$	matrice des inductances d'entrefer	(H)
$\mathbf{L}_{slot}$	matrice des inductances de fuites d'encoches	(H)
$\mathbf{L}_{end}$	matrice des inductances de fuites dans les têtes de bobines	(H)
$\mathbf{L}_{ph}$	matrice des inductances de phases	(H)
$L_p$	inductance propre d'une phase	(H)
$L_s$	inductance synchrone de phase (inductance cyclique)	(H)
$l_a$	longueur totale du cuivre actif (longueur cumulée de l'ensemble des conducteurs actifs d'une phase)	(m)
$l_{tb}$	longueur totale des conducteurs dans les têtes de bobines (longueur cumulée de l'ensemble des conducteurs dans les têtes de bobines d'une phase)	(m)
$M_{iron\_culasse}$	masse totale de la culasse statorique	(kg)
$M_{iron\_dents}$	masse totale des dents	(kg)
$M$	mutuelles inductances entre les phases statoriques	(H)
$m$	nombre de phases de la machine	(-)
$N_{slot}$	nombre d'encoches total sur le stator d'une machine	(-)
$ncd$	nombre de conducteurs en série dans une encoche	(-)
$p$	nombre de paires de pôles	(-)
$P_{Fe}$	densité massique des pertes fer	(W/kg)
$P_{Fe0}$	densité massique des pertes fer dans les tôles magnétiques à la fréquence $f_0$ et à l'induction $B_{fe0}$	(W/kg)
$P_{Fe\_tot}$	pertes fer totales dans la machine	(W)
$P_{Fe\_dents}$	pertes fer totales dans les dents	(W)
$P_{Fe\_culasse}$	pertes fer totales dans la culasse statorique de la machine	(W)
$P_{J\_tot}$	pertes Joule totales dans la machine	(W)
$R_m$	rayon magnétique moyen pour les machines à flux axial	(m)
$R_s$	rayon d'alésage des machines à flux radial	(m)
$R_e$	rayon magnétique externe de la machine	(m)
$R_i$	rayon magnétique interne de la machine	(m)
$R_0$	rayon de la jante à la périphérie des pales	(m)
$r_a$	résistance électrique du cuivre actif	(Ω)
$r_{tb}$	résistance électrique du cuivre dans les têtes de bobines	(Ω)
$r_s$	résistance électrique d'une phase	(Ω)
$S_{Cu\_slot}$	section du cuivre par encoche	(m <sup>2</sup> )
$S_{pp}$	nombre d'encoches par pôle et par phase	(-)
$\langle T_{EM} \rangle$	couple électromagnétique moyen	(N.m)
$V_{Cu\_tot}$	volume de cuivre total au stator	(m <sup>3</sup> )
$V$	tension simple de phase en valeur efficace	(V)

<b>W</b>	matrice fonction de bobinage	(-)
$Z_Y$	épaisseur de la culasse statorique des machines à flux axial	(m)
$Z_{hs}$	hauteur des dents ou profondeur d'encoches des machines à flux axial	(m)
$Z_g$	distance entre les aimants et les becs de dents statoriques pour les machines à flux axial	(m)
$Z_{g'}$	entrefer additionnel d'homogénéisation (Carter)	(m)
$Z_{g\_hom}$	entrefer aimant/stator homogénéisé (addition d'un Carter)	(m)
$Z_{g\_mec}$	entrefer rotor/stator (distance entre l'isolant statorique et rotorique)	(m)
$Z_{hm}$	épaisseur des aimants pour les machines à flux axial	(m)
$Z_{hb}$	hauteurs des becs de dents pour les machines à flux axial	(m)
$Z_m$	entrefer magnétique défini comme la distance entre la culasse rotorique et les becs de dents statoriques	(m)
$Z_{m\_hom}$	entrefer magnétique homogénéisé (prise en compte d'un carter)	(m)
$Z_{résine\_stator}$	épaisseur de l'isolant revêtant les parties actives du côté statorique dans l'entrefer	(m)
$Z_{résine\_rotor}$	épaisseur de l'isolant revêtant les parties actives du côté rotorique dans l'entrefer	(m)
$\beta_m$	ouverture relative des aimants par rapport à la largeur de pôle, définie au rayon moyen pour les machines à flux axial	(-)
$\beta_t$	ouverture relative des dents par rapport au pas d'encoches, définie au rayon moyen pour les machines à flux axial	(-)
$\Delta R$	longueur active des machines à flux axial	(m)
$\Delta R_J$	épaisseur de la jante disposée sur la périphérie des pales (cas d'un Rim-Driven)	(m)
$\zeta_{3D}$	facteur de correction des fuites de flux 3D, aux extrémités des aimants	(-)
$\eta_{elec}$	rendement électrique de la génératrice	(-)
$\mu_0$	perméabilité magnétique du vide	(H/m)
$\mu_{rm}$	perméabilité magnétique relative des aimants	(-)
$\mu_{r\_fer}$	perméabilité magnétique relative du fer (tôles magnétiques)	(-)
$\rho_{ouv\_slot}$	ouverture relative des encoches (rapport entre la largeur de l'isthme et la largeur d'encoche)	(%)
$\rho_{Cu}$	résistivité électrique du cuivre à 30°C	( $\Omega \cdot m$ )
$\tau$	largeur de pôle	(m)
$\tau_s$	largeur d'un pas d'encoche	(m)
$\tau_p$	ouverture angulaire du pôle	(rad)
$\hat{\phi}_{EF2D}$	flux crête sous pôle calculé par élément finis 2D	(Wb)
$\hat{\phi}_{EF3D}$	flux crête sous pôle calculé par élément finis 3D	(Wb)
$\Psi$	déphasage entre la force électromotrice (f.e.m) et le courant de la phase	(rad)
$\Omega$	vitesse de rotation mécanique de la génératrice	(rad/s)

### Symboles utilisés pour le modèle thermique

$a$	diffusivité thermique à 30°C	( $m^2/s$ )
$C^p$	capacité thermique massique à pression constante	(J.kg/K)
$D_{tuyère}$	diamètre de la tuyère dans laquelle sont logées les parties actives de la machine à flux axial	(m)
$e_{iso}$	épaisseur du tissu isolant recouvrant le bobinage dans l'encoche	(m)
$\bar{h}_{conv}$	coefficient de convection thermique sur la paroi d'un matériau donné	(W/K/m <sup>2</sup> )
$\bar{h}_{ext}$	coefficient de convection forcée sur la paroi de la carène (milieu externe)	(W/K/m <sup>2</sup> )
$l_{ew}$	longueur des têtes de bobines	(m)
$l_w$	épaisseur d'un matériau donné sujet à une conduction thermique	(m)
$M_{dent}$	masse d'une dent au stator	(kg)
$M_{culasse\_dent}$	masse de la portion de culasse au dessus d'une dent	(kg)
$M_{culasse\_slot}$	masse de la portion de culasse au dessus d'une encoche	(kg)
$\overline{Nu}$	nombre de Nusselt moyen sur une paroi de convection donnée	(-)
$\overline{Nu}_{ext}$	nombre de Nusselt moyen sur la paroi de la carène	(-)
$\overline{Nu}_{ent}$	nombre de Nusselt moyen sur la paroi convective d'un stator du côté de l'entrefer	(-)
$P_{heat}$	dissipation thermique dans un matériau donné	(W)



$P_{Fe\_dent}$	pertes fer dans une dent au stator	(W)
$Pr$	nombre de Prandlt	(-)
$P_{slot}$	pertes Joule dans une encoche	(W)
$P_{Fe\_culasse\_dent}$	pertes fer dans la portion de culasse statorique au dessus d'une dent	(W)
$P_{Fe\_culasse\_slot}$	pertes fer dans la portion de culasse statorique au dessus d'une encoche	(W)
$R_{1z}$	résistance thermique de la partie supérieure d'un schéma en T modélisant le transfert thermique d'un matériau donné selon la direction axial	(K/W)
$R_{2z}$	résistance thermique de la partie inférieure d'un schéma en T modélisant le transfert thermique d'un matériau donné selon la direction axial	(K/W)
$R_{3z}$	résistance thermique de contact du schéma en T modélisant le transfert thermique d'un matériau donné selon la direction axial	(K/W)
$R_{conv}$	résistance thermique de convection sur la paroi d'un matériau donné	(K/W)
$R_{cond}$	résistance thermique de conduction d'un matériau donné	(K/W)
$R_{contact}$	résistance thermique de contact entre deux matériaux solides (surface de contact définie)	(K/W)
$R_{Cu}$	résistance thermique orthoradiale du cuivre dans une encoche	(K/W)
$R_{iron}$	résistance thermique orthoradiale du fer dans la dent	(K/W)
$R_{iso}$	résistance thermique de l'isolant séparant le bobinage des parois de l'encoche	(K/W)
$R_{ct\_iso/iron}$	résistance thermique de contact entre l'isolant et le fer	(K/W)
$R_{ct\_Cu}$	résistance thermique de contact avec la source de dissipation thermique dans l'encoche pour les transferts orthoradiaux	(K/W)
$R_{ct\_iron}$	résistance thermique de contact avec la source de dissipation thermique dans le fer pour les transferts orthoradiaux	(K/W)
$Re$	nombre de Reynolds	(-)
$r_e$	rayon externe d'un volume cylindrique donné	(m)
$r_i$	rayon interne d'un volume cylindrique donné évidé sur son centre	(m)
$r_{contact}$	résistance thermique de contact entre deux matériaux solides, elle est donnée par unité de surface	(K/W/m <sup>2</sup> )
$S_{conv}$	surface de convection sur la paroi d'un matériau donné	(m <sup>2</sup> )
$S_{cond}$	surface de conduction thermique	(m <sup>2</sup> )
$S_{contact}$	surface de contact entre deux matériaux solides	(m <sup>2</sup> )
$T_i$	température sur la paroi interne d'un matériau donné	(W)
$T_e$	température sur la paroi externe d'un matériau donné	(W)
$V_{Cu/slot}$	volume de cuivre actif par encoche	(m <sup>3</sup> )
$V_{dent}$	volume d'une dent au stator	(m <sup>3</sup> )
$V_{culasse\_dent}$	volume de la portion de culasse au dessus d'une dent	(m <sup>3</sup> )
$V_{culasse\_slot}$	volume de la portion de culasse au dessus d'une encoche	(m <sup>3</sup> )
$v_n$	vitesse des courants de marées au point de fonctionnement nominal de la turbine	(m/s)
$v_t$	vitesse périphérique du rotor de la machine dans l'entrefer	(m/s)
$\lambda_{cond}$	conductivité thermique d'un matériau donné	(W/m/K)
$\lambda_{eau}$	conductivité thermique de l'eau à 30°C	(W/m/K)
$\lambda_{eq}$	coefficient de conduction thermique équivalent dans l'encoche (homogénéisation)	(W/m/K)
$\lambda_{iso}$	coefficient de conduction thermique des isolants	(W/m/K)
$u_c$	viscosité cinématique du fluide à 30°C	(m <sup>2</sup> /s)
$u_d$	viscosité dynamique du fluide à 30°C	(Pa.s)
$\rho_{eau}$	masse volumique de l'eau de mer à 30°C	(kg/m <sup>3</sup> )
$\rho_{v\_iron}$	masse volumique des tôles magnétiques	(kg/m <sup>3</sup> )
$\Phi_i$	flux thermique sur la paroi interne d'un matériau donné	(W)
$\Phi_e$	flux thermique sur la paroi externe d'un matériau donné	(W)

**Symboles utilisés pour la formulation du problème d'optimisation  
et la modélisation orientée système**

$C_{copper}$	coût du cuivre par unité de masse	(€/kg)
$C_{iron}$	coût des tôles magnétiques par unité de masse	(€/kg)

$C_{magnet}$	coût des aimants par unité de masse	(€/kg)
$C(\mathbf{x})$	fonction objectif donnant le coût total des parties actives	(€)
$C_p(\lambda, \beta)$	caractéristique du coefficient de puissance d'une turbine à pas variable (hélice)	(-)
$C_p(\lambda)$	caractéristique du coefficient de puissance d'une turbine à pas fixe	(-)
$C_{p,max}$	coefficient de puissance maximal d'une turbine, obtenu pour $\lambda_{opt}$	(-)
$D_{turbine}$	diamètre de la turbine	(m)
$E_{extraite}$	énergie extraite de la ressource par la turbine	(MWh)
$E_t$	énergie mécanique totale extractible par une turbine durant un cycle de marées	(MWh)
$E_p^i$	énergie cinétique des courants de marées par unité de surface ( $m^2$ ) pour une vitesse des courants $v_i$	(MWh/ $m^2$ )
$E^i(v_i)$	énergie extractible par une turbine pour une vitesse $v_i$ durant un cycle de marée	(MWh)
$f_{max}$	fréquence électrique maximale d'utilisation des tôles magnétiques (spécification)	(Hz)
$FP_{min}$	valeur minimale du facteur de puissance (contrainte dans l'algorithme d'optimisation)	(-)
$FP(\mathbf{x})$	fonction (modèle) permettant le calcul du facteur de puissance pour un jeu de variables $\mathbf{x}$ correspondant à une machine donnée à la vitesse nominale $\Omega_n$	(-)
$FP(\mathbf{x}, \Omega)$	fonction ou modèle permettant le calcul du facteur de puissance pour un jeu de variables $\mathbf{x}$ et à une vitesse $\Omega$	(-)
$\mathbf{g}$	vecteur regroupant les dimensions géométriques d'une machine	(m)
$H_{max}(\mathbf{x})$	fonction ou modèle permettant le calcul du champ magnétique maximal de désaimantation pour un jeu de variables $\mathbf{x}$ , en considérant le régime défluxé et les courants crêtes de phases	(A/m)
$I_{d-ref}$	consigne ou référence en courant $i_d$ pour piloter la génératrice à pertes Joule minimales (en valeur efficace)	(A)
$i_{q-ref}$	consigne ou référence en courant $i_q$ pour piloter la génératrice afin de produire le couple requis (en valeur efficace)	(A)
$I_{mach}$	courant de phase pour poursuivre une consigne de pilotage en couple $\Gamma^*(N)$ à pertes Joule minimales (en valeur efficace)	(A)
$i_d$	composante du courant de phase sur l'axe direct du flux (valeur efficace)	(A)
$i_q$	composante du courant de phase sur l'axe quadratique du flux (valeur efficace)	(A)
$L_d$	inductance sur l'axe direct du flux	(H)
$L_q$	inductance sur l'axe quadratique du flux	(H)
$M_{copper}$	masse totale du cuivre utilisé dans une machine	(kg)
$M_{iron}$	masse totale des tôles magnétiques utilisées dans une machine	(kg)
$M_{magnet}$	masse totale des aimants utilisés dans une machine	(kg)
$N$	vitesse de rotation mécanique quelconque de l'ensemble turbine génératrice	(tours/min)
$N_n$	vitesse de rotation de la turbine au point nominal	(tours/min)
$N_b$	vitesse de rotation de base de la génératrice	(tours/min)
$N_{Lim}$	vitesse de rotation limite de la turbine, la plus élevée lors d'un fonctionnement sur un cycle de marées	(tours/min)
$N_{pmax}$	vitesse de rotation de l'ensemble turbine/génératrice pour laquelle la génératrice développe sa puissance maximale	(tours/min)
$N_{max}$	vitesse maximale de la génératrice atteignable en régime défluxé (couple nul)	(tours/min)
$OCC_i$	occurrences des vitesses de courants de marées moyennées dans un intervalle $i$	(heures)
$\rho_{max1}$	nombre de paires de pôles maximal, limité par la fréquence maximale des tôles magnétiques	(-)
$\rho_{max2}$	nombre de paires de pôles maximal, limité par la hauteur maximale des dents (facteur de forme des dents)	(-)
$\rho_{min1}$	nombre de paires de pôles minimal, limité par la hauteur minimale des dents	(-)
$P_n$	puissance mécanique au point de fonctionnement nominal de la turbine	(kW)
$P_{EM}$	puissance électromagnétique de la génératrice	(kW)
$P_{max}$	puissance maximale pouvant être développée par la turbine, correspond à un $C_{p,max}$ et à une vitesse de courant de marée maximale dans le site	(kW)
$P_{Lim}$	valeur à laquelle une stratégie de limitation de la puissance de la turbine est appliquée (écrêtage de la puissance)	(kW)
$P^*(\Omega)$	consigne de pilotage en puissance de la turbine, donné en fonction de	

	la vitesse de rotation de la turbine sur un cycle de fonctionnement	(kW)
$Q$	couple mécanique au point de fonctionnement nominal de la turbine	(kNm)
$\mathfrak{R}$	rapport entre la hauteur de dent et sa largeur (facteur de forme)	(-)
$\mathfrak{R}_{max}$	rapport maximal entre la hauteur et la largeur de dent	(-)
$\mathfrak{R}_{min}$	rapport minimal entre la hauteur et la largeur de dent	(-)
$S_{turbine}$	surface balayée par la turbine	(m <sup>2</sup> )
$S_m$	vecteur regroupant les paramètres et les spécifications électromagnétiques	(?)
$S_t$	vecteur regroupant les paramètres et les spécifications utilisées pour le modèle thermique	(?)
$T_{EM}$	couple électromagnétique de la génératrice	(kNm)
$T_{max}$	température maximale admise dans l'encoche (température limite)	(°C)
$T(\mathbf{x})$	fonction ou modèle permettant le calcul de la température maximale dans l'encoche pour un jeu de variable $\mathbf{x}$ (modèle thermique)	(°C)
$T(\mathbf{x}, \Omega)$	fonction ou modèle permettant le calcul de la température maximale dans l'encoche pour un jeu de variables $\mathbf{x}$ et à une vitesse de rotation $\Omega$	(°C)
$V_{max}$	tension maximale neutre-phase en valeur efficace admise par le convertisseur coté génératrice	(V)
$V(\mathbf{x})$	fonction ou modèle permettant le calcul de la tension neutre-phase (valeur efficace) de la génératrice au point de fonctionnement nominal (vitesse de base)	(V)
$V(\mathbf{x}, \Omega)$	fonction ou modèle permettant le calcul de la tension neutre-phase (valeur efficace) de la génératrice pour une vitesse de rotation $\Omega$	(V)
$v$	vitesse quelconque des courants de marées	(m/s)
$v_i$	vitesse des courants de marées moyennée sur le $i^{\text{ème}}$ intervalle	(m/s)
$v_{Lim}$	vitesse des courants de marées pour laquelle la stratégie d'écrêtage de la puissance de la turbine est appliquée	(m/s)
$v_d$	vitesse des courants de marées pour laquelle la turbine démarre	(m/s)
$w$	pulsation électrique de la f.e.m de phase de la génératrice	(rad/s)
$w_b$	pulsation électrique de base de la f.e.m de phase de la génératrice	(rad/s)
$w_{max}$	pulsation électrique maximale de la f.e.m atteinte en régime défluxé, couple nul	(rad/s)
$w_{pmax}$	pulsation électrique pour laquelle la génératrice développe sa puissance maximale	(rad/s)
$\mathbf{x}$	vecteur contenant les variables d'optimisation des machines	(?)
$\beta$	angle de calage des pales (variation du pas des pales)	(rad)
$\Gamma^*(N)$	consigne sur la caractéristique couple en fonction de la vitesse spécifiée à la génératrice	(kNm)
$\Gamma_b$	couple maximal de la génératrice à la vitesse de base	(kNm)
$\delta$	angle de charge de la génératrice	(rad)
$\eta_{elec,min}$	valeur du rendement électrique minimal (contrainte dans l'algorithme d'optimisation)	(-)
$\eta_{elec}(\mathbf{x})$	fonction ou modèle permettant le calcul du rendement électrique pour un jeu de variables $\mathbf{x}$ correspondant à une machine donnée	(-)
$\eta_{elec}(\mathbf{x}, \Omega)$	fonction ou modèle permettant le calcul du rendement électrique pour un jeu de variables $\mathbf{x}$ à une vitesse $\Omega$	(-)
$\lambda$	TSR quelconque	(-)
$\lambda_{opt}$	TSR optimal pour lequel le coefficient de puissance de la turbine est maximal ( $C_p(\lambda_{opt})=C_{p,max}$ )	(-)
$\lambda_{max}$	valeur maximale du TSR pour laquelle la puissance développée par la turbine est nulle	(-)
$\phi_m$	flux magnétique total provenant des aimants	(Wb)
$\phi_s$	flux créé par le bobinage statorique par phase	(Wb)
$\Omega_{Lim}$	vitesse de rotation de la turbine pour laquelle la stratégie d'écrêtage de la puissance est appliquée	(rad/s)

# Listes des figures

- Figure. I.1.** (a) influence de la force d'attraction lunaire sur les océans (figure tirée de [Sit01]), (b) effet de la force d'attraction du soleil sur les océans (figure tirée de [Sit04]).
- Figure. I.2.** principe d'actionnement des turbines dans une centrale marémotrice [Sit06].
- Figure. I.3.** (a) vue sur l'usine marémotrice de la Rance, France, [Sha01], (b) usine marémotrice de Sihwa, Corée du Sud, (c) usine marémotrice d'Anapolis, Baie de Fundy, Canada [Fer01].
- Figure. I.4.** (a) répartition de la ressource hydrolienne en Europe [Ben03], (b) localisation des principaux sites hydroliens en Europe [Del01].
- Figure. I.5.** (a) exemple de chaîne de transmission pour éolienne avec multiplicateur mécanique de vitesse (Source de la figure [Sit10]), (b) vue interne des engrenages d'un multiplicateur (source de la figure [Sit10]).
- Figure. I.6.** comparaison des coûts de production des chaînes de conversion électromécaniques pour plusieurs options technologiques [Pol01] [Bir01].
- Figure. I.7.** génératrice à flux axial pour hydrolienne, développée par la société Clean Current Ltd.
- Figure. I.8.** (a) système direct-drive éolien E-48 © Enercon, (b) hydrolienne HyTide de Voith Hydro.
- Figure. I.9.** (a) disposition de la machine électrique sur la périphérie de l'hélice d'un propulseur d'étrave, (b) propulseur d'étrave Rim-Driven de Voith Hydro, (c) machine à aimants permanents de 30kW pour un propulseur Rim-Driven [Tuo01].
- Figure. I.10.** (a) vue sur le rotor de l'hydrolienne OpenHydro 500kW, (b) démonstrateur d'hydrolienne Rim-Driven IRENav [Dro01].
- Figure. I.11.** répartition des projets hydroliens en développement en fonction de la technologie des turbines [Ade01].
- Figure. I.12.** estimation de la répartition des coûts d'acquisition pour un projet hydrolien (source [Ade01]).
- Figure. I.13.** sources des défauts et temps de mise hors service correspondant pour les chaînes d'entraînement éoliennes (données récoltées entre 2000 et 2004) [Rib01].
- Figure. II.1.** structure de machines à flux axial (figure issue de [Ask01] et [Sao01])
- Figure. II.2.** structure à double stator, (a) avec culasse ferromagnétique au rotor (figure issue de [Ask01]), (b) sans fer au rotor.
- Figure. II.3.** représentation 3D d'une coupe au rayon moyen et sur une portion bipolaire de l'AFPM à double stator.
- Figure. II.4.** représentation de l'AFPM à double stator par une machine linéaire définie en 2D au rayon moyen,  $Z_{hm}$  est l'épaisseur d'aimants,  $Z_g$  est la distance aimant/stator,  $Z_{hs}$  est la profondeur d'encoche,  $Z_\gamma$  est l'épaisseur de la culasse statorique,  $l_{ist}$  est la largeur de la gorge d'encoche,  $\tau$  est la largeur du pôle,  $\tau_s$  est la largeur du pas d'encoche,  $\beta_r$  est l'ouverture relative des dents,  $\beta_m$  est l'ouverture relative des aimants
- Figure. II.5.** représentation d'une vue de face (vue selon l'axe Z de rotation) de 2 pôles de l'AFPM à double stator mise à plat,  $\Delta R$  est la longueur active,  $\Delta R_r$  est l'épaisseur de la jante de fixation du rotor,  $R_i$  est le rayon magnétique interne,  $R_o$  est le rayon interne de la jante (ou rayon de la turbine).
- Figure. II.6.** possibilités de disposition des aimants sur le rotor pour les machines à flux radial [Sao01], (a) aimants en surface, (b) aimants insérés, (c) épanouissements polaires et rotor saillant, (d) aimants enterrés, (e) concentration de flux, (f) aimants en forme de V.
- Figure. II.7.** géométrie mise à plat de la machine à aimants permanents à flux radial,  $h_{yr}$  est l'épaisseur de la culasse rotorique,  $h_m$  est l'épaisseur d'aimant,  $h_g$  est la distance aimant/stator,  $h_b$  est la hauteur des becs de dents,  $h_s$  est la profondeur d'encoche,  $h_{ys}$  est l'épaisseur de la culasse statorique,  $\tau$  est la largeur de pôle,  $\tau_s$  est la largeur du pas d'encoche,  $\beta_m$  est l'ouverture relative des aimants,

$\beta_i$  est l'ouverture relative des dents,  $R_e$  est le rayon magnétique externe,  $R_i$  est le rayon magnétique interne.

- Figure. II.8.** exemple de simulation par élément finis 3D, le rapport entre l'entrefer magnétique homogénéisé et la longueur active vaut 1.
- Figure. II.9.** écart sur le flux crête sous pôle entre les calculs EF3D et les calculs EF2D pour différentes géométries.
- Figure. II.10.** représentation de la constitution de l'entrefer de la génératrice si l'entrefer est immergé par l'eau de mer.
- Figure. II.11.** rotor d'une hydrolienne Rim-Driven avec entrefer immergé dans l'eau (parties actives isolées par un isolant polymère), IRENav [Dro01].
- Figure. II.12.** chute de l'induction d'entrefer sous une gorge d'encoche.
- Figure. II.13.** transformation d'une surface encochée en une surface pleine (ajout d'un entrefer additionnel d'homogénéisation).
- Figure. II.14.** schéma électrique d'une phase, la génératrice est à pôles lisses.
- Figure. II.15.** représentation des matériaux sujets à des flux thermiques sur une portion statorique définie sous une largeur d'encoche.
- Figure. II.16.** représentation (à gauche (a)) et modélisation (schéma en T à droite (b)) d'un transfert thermique avec source interne et échange thermique axial.
- Figure. II.17.** insertion des stators dans une tuyère cylindrique.
- Figure. II.18.** circuit équivalent représentant le transfert de chaleur sur une portion du stator définie sous une largeur d'encoche, la signification des éléments sur ce schéma est donnée en annexe VI.
- Figure. II.19.** représentation des matériaux sujets à des flux thermiques sur une portion du stator définie sous une largeur de dent.
- Figure. II.20.** schéma équivalent modélisant les transferts thermiques dans une portion du stator définie sous une largeur de dent.
- Figure. II.21.** représentation des matériaux sujets à des flux thermiques dans une portion du stator définie sous une largeur de pas dentaire (encoche et 2 demi dents)
- Figure. II.22.** schéma par résistances thermiques modélisant les transferts dans une portion du stator définie sur un pas dentaire.
- Figure. II.23.** cartographie de la température sur une section à rayon moyen d'une portion du stator définie sous une largeur de pas dentaire (calculée avec FEMM [Mek01]).
- Figure. III.1.** entrées et sorties du modèle électromagnétique.
- Figure. III.2.** disposition des parties actives de la génératrice pour un cahier des charges Rim-driven (illustré pour une machine à AP à flux radial) [Dje03], [Dro01].
- Figure. III.3.** dessin à l'échelle de deux pôles de la génératrice à AP à flux axial à double stator calculée (cahier des charges Rim-Driven).
- Figure. III.4.** vue d'une portion de la circonférence de la génératrice à AP à flux axial à double stator calculée (cahier des charges Rim-Driven).
- Figure. III.5.** représentation à l'échelle du volume des parties actives de la génératrice à AP à flux axial à double stator calculée (cahier des charges Rim-Driven).
- Figure. III.6.** représentation du maillage sur un pôle de la génératrice, (a) maillage du circuit magnétique et de l'aimant, (b) maillage de l'entrefer.
- Figure. III.7.** distribution de l'induction sur un pôle.
- Figure. III.8.** distribution de l'induction sur la surface du stator face au pôle.
- Figure. III.9.** distribution du flux à vide en fonction de la position rotorique pour le calcul analytique et éléments finis 3D.
- Figure. III.10.** force électromotrice à vide et par phase d'un stator (calcul analytique et éléments finis 3D).
- Figure. III.11.** couple électromagnétique calculé analytiquement et par éléments finis 3D.
- Figure. III.12.** cartographie de l'induction sur un pôle de la génératrice (calculée par éléments finis 2D sous hypothèse de flux statorique et rotorique additifs).
- Figure. III.13.** distribution de l'induction sur une section de la culasse statorique, hypothèse de flux statorique et rotorique additifs.
- Figure. III.14.** distribution de l'induction sous une largeur de dent, hypothèse de flux statorique et rotorique additifs.
- Figure. III.15.** cartographie du champ sous pôle, hypothèse de flux rotorique et statorique soustractifs.

- Figure. III.16.** distribution du champ magnétique de désaimantation dans l'aimant, pris sous une demie largeur au milieu de l'aimant (le calcul se base sur l'hypothèse de flux statorique et rotorique soustractifs).
- Figure. III.17.** sensibilité de la température maximale dans l'encoche à la variation des coefficients de convection dans l'entrefer et sur la carène.
- Figure. III.18.** (a) sensibilité de la température maximale dans l'encoche à l'épaisseur de l'isolant statorique du coté entrefer, (b) répartition des flux thermiques pour une épaisseur d'isolant de 2mm.
- Figure. III.19.** dessin à l'échelle d'une section bipolaire définie au rayon moyen de la génératrice à AP à flux axial à simple stator.
- Figure. III.20.** (a) dessin à l'échelle d'une paire de pôles de la génératrice à AP à flux radial, (b) vue d'ensemble de la génératrice (diamètre interne de 11m).
- Figure. III.21.** comparaison des trois génératrices calculées pour un cahier des charges Rim-Driven, (a) comparaison des coûts des parties actives, (b) comparaison des masses des parties actives.
- Figure. III.22.** principe d'accouplement de la génératrice avec l'hélice en POD.
- Figure. III.23.** dessin à l'échelle sur une section bipolaire définie au rayon moyen de la génératrice à AP à flux axial à double stator (calculée pour un cahier des charges POD (150kW ; 15tr/mn)).
- Figure. III.24.** dessin à l'échelle d'une section définie au rayon moyen de la génératrice à AP à flux axial à simple stator (calculée pour un cahier des charges POD (75kW ; 15tr/min)).
- Figure. III.25.** dessin à l'échelle d'une section de la génératrice à AP à flux radial (calculée pour un cahier des charges POD (300kW, 15 tr/min)).
- Figure. III.26.** comparaison des 3 types de génératrices pour un cahier des charges POD (les coûts et les masses des 2 génératrices à AP à flux axial à double stator de 150kW sont considérés, aussi les coûts et les masses des 4 génératrices à flux axial à simple stator sont considérés), (a) répartition des coûts des parties actives, (b) répartition des masses des parties actives.
- Figure. III.27.** comparaison des coûts totaux des parties actives de toutes les génératrices calculées pour les cahiers des charges POD et Rim-Driven.
- Figure. III.28.** comparaison des masses totales de toutes les génératrices calculées pour les cahiers des charges POD et Rim-Driven.
- Figure. III.29.** dimensionnement d'une génératrice à AP à flux radial de type POD en fonction du rendement imposé : (a) évolution du coût des parties actives, (b) évolution de la masse totale des parties actives.
- Figure. III.30.** évolution des pertes de plusieurs génératrices à AP à flux radial en fonction du rendement imposé (Cahier des charges POD : 300kW, 15tr/min).
- Figure. III.31.** dimensionnement de plusieurs génératrices à AP à flux radial en fonction du rendement imposé (cahier des charges POD : 300kW, 15tr/min), (a) évolution de la température maximale dans l'encoche, (b) évolution de la densité de courant dans les conducteurs.
- Figure. III.32.** dimensionnement de plusieurs génératrices à AP à flux radial en fonction du rendement imposé (cahier des charges POD : 300kW, 15tr/min), (a) évolution de la charge linéique de courant, (b) évolution de l'induction d'entrefer.
- Figure. III.33.** dimensionnement de plusieurs génératrices à AP à flux radial en fonction du diamètre extérieur imposé (cahier des charges POD : 300kW, 15tr/min), (a) évolution du coût total des parties actives, (b) évolution de la masse totale des parties actives.
- Figure. III.34.** dimensionnement de plusieurs génératrices à AP à flux radial en fonction du diamètre extérieur imposé (cahier des charges POD : 300kW, 15tr/min), (a) évolution de la longueur active, (b) évolution du nombre de paires de pôles.
- Figure. III.35.** (a) (b) (c) (d) (e) sont des vues des machines dimensionnées pour plusieurs diamètres externes.
- Figure. IV.1.** chaîne de conversion étudiée, hydrolienne sans multiplicateur de vitesse avec hélice à pas fixe.
- Figure. IV.2.** profil des vitesses de courants de marée sur site par heure durant 8424 heures.
- Figure. IV.3.** répartition des occurrences (nombre d'heures) en fonction de la vitesse du courant sur site, (la plage de variation des vitesses des courants est divisée en 20 intervalles).
- Figure. IV.4.** répartition de l'énergie cinétique des marées par  $m^2$  (MWh/m<sup>2</sup>) en fonction de la vitesse des courants.
- Figure. IV.5.** caractéristique de  $C_p$  utilisée [Bah01], et fonction d'interpolation proposée (en rouge).
- Figure. IV.6.** puissance extraite par la turbine et sa stratégie de pilotage.
- Figure. IV.7.** énergie extraite par l'hydrolienne en fonction du niveau de puissance d'écrêtage  $P_n$ .
- Figure. IV.8.** analyse du mode de fonctionnement de l'hydrolienne, (a) répartition du temps de fonctionnement, (b) distribution des occurrences pour chaque mode de fonctionnement.

- Figure. IV.9.** énergie extractible par la turbine ( $D = 12\text{m}$ ,  $C_{p\text{max}} = 0,452$ ), (a) taux d'énergie en fonction des différents modes opérationnels de la turbine, (b) distribution de l'énergie pour les différents modes de fonctionnement.
- Figure. IV.10.** puissances mises en jeu durant un cycle des courants de marée.
- Figure. IV.11.** spécification en couple de la génératrice.
- Figure. IV.12.** (a) schéma électrique d'une phase de la génératrice, (b) représentation vectorielle en convention génératrice.
- Figure. IV.13.** le diagramme permet une représentation simplifiée des points de fonctionnements atteignables par la machine, l'axe (d) est l'axe direct du flux et l'axe (q) est l'axe en quadrature avec l'axe d ( $I_d$  et  $I_q$  sont ici les projections du courant  $I$  sur les deux axes)
- Figure. IV.14.** (a) vue globale sur une section de la génératrice, (b) zoom sur les parties actives de la génératrice. Les dessins sont donnés à l'échelle.
- Figure. IV.15.** caractéristique couple/vitesse de la génératrice (noir) et caractéristique spécifiée (rouge-pointillé).
- Figure. IV.16.** puissance atteignable en régime permanent (vert) et consigne de pilotage en puissance de l'ensemble turbine/génératrice (noir).
- Figure. IV.17.** représentation à l'échelle des limites en tension et en courant et du diagramme vectoriel à la vitesse de base (génératrice donnée au tableau IV.2), le schéma est donné en mode moteur.
- Figure. IV.18.** courants  $i_d$  et  $i_q$  pour un fonctionnement à couple maximal de la génératrice (représentation en cas moteur).
- Figure. IV.19.** (a) caractéristique puissance enveloppe de la génératrice en fonction de la vitesse, (b) caractéristique couple enveloppe de la génératrice en fonction de la vitesse.
- Figure. IV.20.** (a) tension simple de phase de la génératrice en fonction de la vitesse, (b) évolution du facteur de puissance de la génératrice en fonction de la vitesse.
- Figure. IV.21.** consignes en courants  $i_d$  et  $i_q$  pour le pilotage de la génératrice à pertes Joule minimales sur toute la plage de vitesse (obtention de la puissance de pilotage  $P^*$ ).
- Figure. IV.22.** (a) pertes en fonction de la vitesse, (b) rendement de la génératrice en fonction de la vitesse.
- Figure. IV.23.** (a) tension neutre-phase de la génératrice en fonction de la vitesse, (b) facteur de puissance de la génératrice en fonction de la vitesse.
- Figure. IV.24.** évolution de l'induction moyenne dans les dents en fonction de la vitesse.
- Figure. IV.25.** (a) évolution du coût total des parties actives en fonction de la contrainte sur le facteur de puissance, (b) évolution de la température en fonction de la contrainte sur le facteur de puissance.
- Figure. IV.26.** caractéristiques d'hélice utilisées pour la comparaison.
- Figure. IV.27.** puissances en fonction de la vitesse et stratégie de pilotage en puissance de l'hydrolienne pour les 2 hélices : (a) à large plage de fonctionnement [Che01], (b) à plage de fonctionnement étroite [Slo01].
- Figure. IV.28.** caractéristiques couple-vitesse spécifiées à partir des deux lois d'hélices.
- Figure. IV.29.** confrontation des caractéristiques couple/vitesse des deux génératrices dimensionnées avec les caractéristiques spécifiées par les deux lois d'hélices utilisées, (a) pour l'hélice à large plage de fonctionnement [Che01], (b) pour l'hélice à plage de fonctionnement étroite [Slo01].
- Figure. IV.30.** confrontation des caractéristiques puissance-vitesse des deux génératrices dimensionnées avec les consignes de pilotage en puissance pour les deux lois d'hélice utilisées, pour l'hélice à large plage de fonctionnement [Che01] (a), pour l'hélice à plage de fonctionnement étroite [Slo01] (b).
- Figure. IV.31.** (a) comparaison du coût total des parties actives pour les deux génératrices, (b) comparaison de la masse totale des parties actives pour les deux génératrices.
- Figure. IV.32.** comparaison du facteur de puissance pour les deux génératrices dimensionnées.
- Figure. IV.33.** interprétation de la caractéristique de  $C_p$  d'une turbine pour une conception optimale de la génératrice.
- Figure. V.1.** vue sur l'une des éprouvettes SMC dont dispose l'IRENav (la règle située sur la vue est graduée en cm)
- Figure. V.2.** (a) induction (T) créée par les aimants au rayon moyen vs position angulaire ( $^\circ\text{elec}$ ), (b) induction créée par les aimants au centre du pôle en fonction du rayon, le calcul est effectué à vide au niveau de la surface statorique pour les dimensions du démonstrateur.
- Figure. V.3.** cartographie de l'induction créée par les aimants au niveau de la surface statorique à vide (T) en face d'une paire de pôles (calcul effectué pour les dimensions proposées pour le

démonstrateur avec une méthode analytique 3D [Fad01]). L'axe des x représente le rayon (m) et celui des y l'angle électrique (°) et l'axe des z l'induction (T)

**Figure. V.4.** calcul des couples électromagnétiques (N.m) en fonction de l'angle électrique (°) pour les dimensions du démonstrateur (en vert : couple moyen obtenu par la méthode « 1D », en bleu : couple moyen obtenu par la méthode « 2D », en rouge : couple obtenu par la méthode « 3D »)

**Figure. V.5.** (a) induction (T) créée par les aimants au rayon moyen vs position angulaire (° élec), (b) induction (T) créée par les aimants au centre du pôle en fonction du rayon (m), le calcul est effectué à vide au niveau de la surface statorique pour les dimensions de la génératrice de grande puissance donnée dans [Dje03].

**Figure. V.6.** cartographie de l'induction créée par les aimants au niveau de la surface statorique à vide (T) en face d'une paire de pôles (calcul effectué pour les dimensions de la génératrice de grande puissance [Dje03]. L'axe des x représente le rayon (m) et celui des y l'angle électrique (°) et l'axe des z l'induction (T)

**Figure. V.7.** calcul des couples électromagnétiques (N.m) en fonction de l'angle électrique (°) pour les dimensions de la machine de grande puissance (en vert : couple moyen obtenu par la méthode « 1D », en bleu : couple moyen obtenu par la méthode « 2D », en rouge : couple obtenu par la méthode « 3D »)

**Figure. V.8.** vue globale sur la carcasse du prototype (source ECA-EN).

**Figure. V.9.** usinage des deux stators (source ECA-EN).

**Figure. V.10.** bobinage du stator (Source ECA-EN).

**Figure. V.11.** vue globale sur les stators et les éléments constituant la carcasse (source ECA-EN).



## Liste des tableaux

<b>Tableau I.1.</b>	solutions électromécaniques machines/convertisseurs possibles [Ben02].
<b>Tableau I.2.</b>	caractéristiques des principales technologies hydroliennes les plus avancées.
<b>Tableau II.1.</b>	autres paramètres géométriques du circuit magnétique de la génératrice à flux radial (RFPM).
<b>Tableau II.2.</b>	domaine d'application des formules de Carter et de Matagne.
<b>Tableau II.3.</b>	paramètres utilisés pour le calcul des pertes.
<b>Tableau II.4.</b>	expressions permettant le calcul des dimensions géométriques de la machine à AP à flux radial.
<b>Tableau II.5.</b>	équations électriques de la génératrice à flux radial.
<b>Tableau II.6.</b>	résistances thermiques de contacts, ordre de grandeurs [Ber01].
<b>Tableau II.7.</b>	grandeurs hydrodynamiques retenus pour l'AFPM à double stator dimensionnée pour une hydrolienne Rim-Driven dans [Dje02].
<b>Tableau II.8.</b>	coefficients de conduction et de convection et masses volumiques des matériaux utilisés (donnés à 30°C).
<b>Tableau II.9.</b>	températures calculées par le modèle 1D défini sous une largeur d'encoche.
<b>Tableau II.10.</b>	températures calculées par le modèle 1D défini sous une largeur de dent.
<b>Tableau II.11.</b>	températures des classes d'isolation thermique utilisées dans les machines électriques (CEI 85 & CEI 34-1).
<b>Tableau II.12.</b>	températures au niveau de l'encoche calculées par le modèle 2D.
<b>Tableau II.13.</b>	températures au niveau de la dent calculées par le modèle 2D.
<b>Tableau II.14.</b>	densités de Flux thermiques calculés sur une portion du stator définie sur un pas dentaire.
<b>Tableau III.1.</b>	grandeurs structurelles de la génératrice et spécifications fixées dans le cahier des charges.
<b>Tableau III.2.</b>	caractéristiques technico-économiques des matériaux utilisés.
<b>Tableau III.3.</b>	génératrice à flux axial à double stator dimensionnée en Rim-Driven.
<b>Tableau III.4.</b>	échanges thermiques sur une portion du stator définie sous une largeur de pas dentaire (donnés pour une épaisseur d'isolant de 2mm).
<b>Tableau III.5.</b>	caractéristiques de la génératrice à AP à flux axial à simple stator (calculée pour un cahier des charges Rim-Driven).
<b>Tableau III.6.</b>	caractéristiques de la génératrice à AP à flux radial calculée pour un cahier des charges Rim-Driven.
<b>Tableau III.7.</b>	génératrice à AP à flux axial à double stator calculée pour un cahier des charges POD.
<b>Tableau III.8.</b>	génératrice à AP à flux axial à simple stator calculée pour un cahier des charges POD.
<b>Tableau III.9.</b>	génératrice à AP à flux radial calculée pour un cahier des charges POD.
<b>Tableau IV.1.</b>	spécifications et exigences sur la génératrice (contraintes).
<b>Tableau IV.2.</b>	paramètres de la génératrice calculée.
<b>Tableau IV.3.</b>	caractéristiques globales et performances de la génératrice calculée (données à la vitesse de base).
<b>Tableau IV.4.</b>	comparaison des dimensions et performances des deux génératrices.
<b>Tableau V.1.</b>	dimensions des éprouvettes SMC dont dispose l'IRENav.
<b>Tableau V.2.</b>	dimensions du démonstrateur proposé.
<b>Tableau V.3.</b>	rapports adimensionnels caractéristiques des fuites magnétiques.
<b>Tableau V.4.</b>	écarts entre les modèles par rapport au calcul du couple électromagnétique moyen.

## **Introduction générale**

Depuis les années 2000 les énergies marines connaissent des développements importants et une activité de recherche intense. Hydrolien, houlomoteur, énergie thermique des mers font partie de ces énergies marines, sur lesquelles sont basés de nombreux projets. L'océan représentant plus de 70% de la surface du globe terrestre, le potentiel en énergie qu'il contient est très grand. Il est donc capital de développer des solutions performantes qui permettront une exploitation sûre et économique de ces énergies. Cette dynamique est stimulée par une volonté politique des pouvoirs publics ambitieuse des pays disposant de ces ressources. Il est ainsi souhaité d'intégrer ces énergies dans la production énergétique à moyen terme. En France, les objectifs visent à fournir 3% de l'énergie au réseau électrique à partir des énergies marines d'ici 2020.

L'énergie des marées est parmi les ressources d'énergies marines les plus prometteuses. Cette ressource est prédictible et la France dispose de près de la moitié du potentiel européen [Ben01]. L'exploitation de cette ressource a vu, durant les années 1960 l'émergence des premières usines marémotrices telles que le barrage de la Rance. Bien que cette technologie soit maîtrisée, l'impact négatif sur les écosystèmes et le nombre peu important de sites à haut potentiel a limité le développement et l'exploitation de l'énergie des marées par la technologie des usines marémotrices. Par conséquent, les systèmes hydroliens constituent une bonne alternative pour exploiter l'énergie des marées. Cette solution consiste à placer des turbines associées à des dispositifs électromécaniques en immersion en mer dans des zones où la marée développe de forts courants. Ceci permet de produire de l'énergie électrique localement sur site et l'acheminer par la suite au réseau électrique à terre.

Ces dix dernières années, de nombreux développements ont permis la mise au point des premières hydroliennes préindustrielles. La puissance unitaire des hydroliennes préindustrielles actuellement testées, est de l'ordre du Mégawatt. Ces premières machines de grande puissance dérivent en partie, des technologies éoliennes. Cependant le caractère particulier de l'hydrolien où la machine est immergée sur un site difficile d'accès impose des contraintes particulières qui conduisent à vouloir développer des solutions spécifiques à l'hydrolien. C'est dans ce contexte que s'inscrivent les travaux de

cette thèse, qui concernent la conception de génératrices associées à des options technologiques spécifiques à l'hydrolien.

En effet, l'immersion des machines, les forts courants et des conditions météorologiques qui peuvent être défavorables rendent les systèmes inaccessibles et donc la maintenance impossible pendant de longues durées. Les périodes où il est possible d'opérer sur les machines sont courtes et peu fréquentes, vu l'immersion de l'hydrolienne dans des sites offshore. Les opérations de maintenance sont, de plus, associées à des moyens lourds et spécifiques et requièrent du personnel spécialisé. Réduire les causes des opérations de maintenance et de réparation est de ce fait un point particulièrement important pour rendre économiquement rentable la production d'énergie par les hydroliennes.

Pour améliorer le rendement de la conversion électromécanique et réduire la maintenance de l'hydrolienne, les machines à aimants permanents à entraînement direct peuvent se révéler très intéressantes. Le multiplicateur mécanique est dans ce cas éliminé. Ainsi, le rendement de la chaîne de conversion est amélioré et les besoins en maintenance causés par le multiplicateur (problèmes mécaniques, lubrification...etc.) sont éliminés. Dans la configuration d'un entraînement direct, la génératrice est entraînée à basse vitesse (typiquement en dessous de 50 tours/min pour des dispositifs de grande puissance). En conséquence, ces génératrices fonctionnant à très basse vitesse sont caractérisées par un très fort couple, et nécessitent un dimensionnement spécifique.

Dans une éolienne de grande puissance, le système d'orientation des pales (pitch system en Anglais) permet l'écrtage de la puissance de la turbine lors des fortes vitesses du fluide (vent), ce qui permet d'éviter un surdimensionnement conséquent de la chaîne de conversion. Toutefois l'utilisation d'un tel système nécessite une maintenance régulière, considérée dans ce travail comme pénalisante. La solution proposée dans cette thèse consiste à associer la génératrice avec une hélice à pas fixe. L'écrtage de la puissance peut être réalisé en faisant fonctionner l'ensemble hélice/génératrice en survitesse [Zho01]. Cette stratégie impose de plus grandes contraintes sur la plage de vitesse où l'ensemble génératrice et convertisseur doit opérer. Pour assurer l'écrtage de la puissance à forts courants de marées, la conception de l'ensemble génératrice/convertisseur devra permettre son contrôle en couple sur toute la plage de fonctionnement.

L'étude présentée dans cette thèse est consacrée à ces solutions où des génératrices synchrones à aimants permanents sont associées en entraînement direct à des turbines à pas fixe.

Concernant l'intégration de la génératrice à la turbine, la compacité des hélices hydroliennes dont le diamètre est de l'ordre de la dizaine de mètres pour des puissances de l'ordre de plusieurs centaines de kW, permet d'envisager la disposition de la génératrice sur la périphérie de l'hélice en entraînement direct. Cet accouplement, dit '*Rim-Driven*', peut constituer une alternative aux systèmes en nacelle où la génératrice est logée derrière la turbine et est alignée sur son axe de rotation (système dit de type '*POD*'). Dans les deux cas, la génératrice à aimants permanents peut être à flux radial ou à flux axial. C'est pourquoi nous étudierons ces différentes possibilités afin de dégager des tendances sur le choix de la topologie de la génératrice et du mode d'accouplement avec la turbine.

Ce mémoire s'articule autour de cinq chapitres principaux qui se présentent comme suit :

Le premier chapitre aborde une description générale des phénomènes à l'origine des courants de marées et du potentiel de cette ressource. A partir d'un état de l'art non exhaustif, une description des principales options technologiques permettant l'exploitation des courants de marées est présentée. Des problématiques en termes de recherche et de développement sont également dégagées. Ceci nous permet de définir les points clefs à étudier dans les prochains chapitres.

Le deuxième chapitre est consacré au développement de modèles communs en vue de permettre la conception de plusieurs types de génératrices à aimants permanents pour différents cahiers des charges. Ces modèles de conception comprennent principalement un modèle analytique représentatif du comportement électromagnétique et un modèle analytique thermique relatif à la thermique de la génératrice. Le modèle électromagnétique comprend une inversion partielle des équations pour réduire autant que possible les temps de calculs.

La première partie du troisième chapitre est consacrée à l'association des modèles dans une procédure d'optimisation du dimensionnement des génératrices, pour un point de fonctionnement donné. Cette partie comprend également une validation des modèles par des calculs complémentaires par éléments finis 3D et 2D. La procédure d'optimisation est ensuite appliquée à des études de cas. Ces cas concernent des génératrices à flux axial à double stator, des génératrices à flux axial à simple stator et des génératrices à flux radial optimisées respectivement pour des associations machine/turbine de type '*Rim-Driven*' et '*POD*'. Les dimensionnements sont effectués pour un point de fonctionnement caractéristique d'un cahier des charges typique d'hydrolienne préindustrielle de grande puissance. Des analyses sur l'influence des contraintes utilisées dans la procédure d'optimisation sont également présentées.

Le quatrième chapitre s'appuie sur les orientations technologiques obtenues au troisième chapitre pour aborder un dimensionnement global de la génératrice. L'étude se base sur une architecture de la chaîne électromécanique simplifiée avec une hélice à pas fixe. Pour optimiser le dimensionnement du système, une stratégie de limitation de puissance à haute vitesse via la génératrice est proposée. La méthodologie de conception proposée est également basée sur une procédure d'optimisation. Cette méthodologie prend en compte les différents points de fonctionnement atteints par le système sur son cycle de fonctionnement. La méthode proposée prend en compte la ressource, la caractéristique de la turbine, la stratégie de pilotage ainsi que des contraintes liées à la tension et au facteur de surdimensionnement du convertisseur. L'influence de la caractéristique d'hélice est finalement étudiée afin de mettre en évidence l'influence de la conception de la turbine sur celle de la génératrice.

Le cinquième chapitre décrit le dimensionnement d'une maquette à échelle réduite d'une machine à flux axial à double stator. L'objectif est de reproduire les mêmes effets magnétiques que sur une machine de grande taille, afin de valider expérimentalement le modèle électromagnétique proposé dans le chapitre II. Le prototype proposé, permet de se placer, au niveau des fuites électromagnétiques 2D et 3D, dans les conditions particulières rencontrées sur les machines étudiées dans le chapitre III. Cette propriété est obtenue par le respect de nombres adimensionnels liés aux dimensions géométriques de l'entrefer et des pôles. La maquette est dotée d'un entrefer variable afin de pouvoir effectuer des vérifications pour plusieurs niveaux de fuites magnétiques. Ce prototype est actuellement en cours de fabrication et des essais sont prévus courant 2015.

# Chapitre I

## I. Hydrolien, analyse technologique et synthèse

### I.1. Introduction

Les travaux de cette thèse concernent la récupération de l'énergie des courants de marées par les hydroliennes. Nous allons présenter dans ce chapitre trois parties. Dans la première, une description générale des phénomènes à l'origine des déplacements d'eau, liés aux marées, dans les océans est présentée. Une description des principales options permettant l'exploitation de l'énergie des marées est ensuite présentée. La deuxième partie présente une analyse des technologies et des projets les plus avancés en termes de développement. Dans la troisième partie de ce chapitre, des problématiques clés en termes de recherche et de développement sont mises en évidence. Ceci permet d'établir le cadre général des travaux de la thèse et de définir les points particuliers qui seront examinés dans les chapitres suivants.

### I.2. Généralités

#### I.2.1. Nature des marées

L'énergie des marées est une source d'énergie renouvelable dont le potentiel peut être prédit des années à l'avance. Cette énergie est engendrée par les déplacements des masses d'eau dans les océans liés aux marées. La localisation des sites où cette énergie est extractible se situe près des côtes, dans des eaux peu profondes, ce qui rend cette énergie attractive pour la production d'électricité. Les courants de marées résultent de l'effet de la contribution des forces d'attractions de la lune et du soleil sur les océans (figure I.1a et figure I.1b). Bien que la lune possède une masse 1 million de fois plus petite que la masse du soleil, son effet sur les courants de marées est 2,2 fois plus important que celui du soleil [Fer01], du fait de sa proximité de la terre.

Les courants de marées sont des phénomènes variables spatialement et temporellement. Suivant la géographie locale, le marnage (différence de hauteur d'eau entre une pleine mer et une basse mer successives) maximal peut varier significativement. Ainsi, le marnage maximal à la baie de Fundy, Canada est de 16m alors qu'il n'est que d'une dizaine de centimètres en méditerranée. La durée d'un cycle de marée au cours d'une journée est de 12h25' pour les marées semi-diurnes que l'on rencontre sur les côtes atlantiques françaises. L'amplitude des marées varie également au cours de l'année, on peut alors distinguer deux types de marées. La première dénommée marées de vives-eaux se produit lorsque la terre, la lune et le soleil sont grossièrement alignés sur le même axe. Les forces induites par la lune sont dans ce cas cumulées avec les forces induites par le soleil pour donner lieu aux marées les plus fortes. La deuxième, appelée marées de mortes-eaux, se produit lorsque l'axe entre la lune et la terre est grossièrement perpendiculaire avec l'axe entre la terre et le soleil. Les forces causées par la lune et le soleil se compensent, ce qui donne lieu aux marées les plus faibles. De plus, l'angle entre l'axe de rotation de la terre et l'axe terre/soleil, varie continuellement au cours de sa rotation autour du soleil, ce qui provoque des variations de l'amplitude des marées [Sit01]. Lorsque l'axe de rotation de la terre est perpendiculaire avec l'axe terre/soleil, cela donne lieu aux marées d'équinoxe dont les marées de vives eaux sont de plus grande amplitude. L'adjonction de tous ces phénomènes engendre des marées variables d'une journée à une autre. Jusqu'au début des années 70, des machines mécaniques complexes ont été utilisées pour la prédiction des courants de marées [Sit02]. Actuellement, des modèles numériques évolués permettent d'obtenir des prédictions locales précises [Sit03]. Ces prédictions concernent non seulement la hauteur d'eau mais aussi la vitesse et la direction des courants de surface. La prédictibilité de la ressource énergétique liée aux marées lui confère un atout indéniable en comparaison avec d'autres ressources d'énergies intermittentes comme le vent. Ceci rend l'intégration de cette énergie au réseau électrique plus facilement gérable.

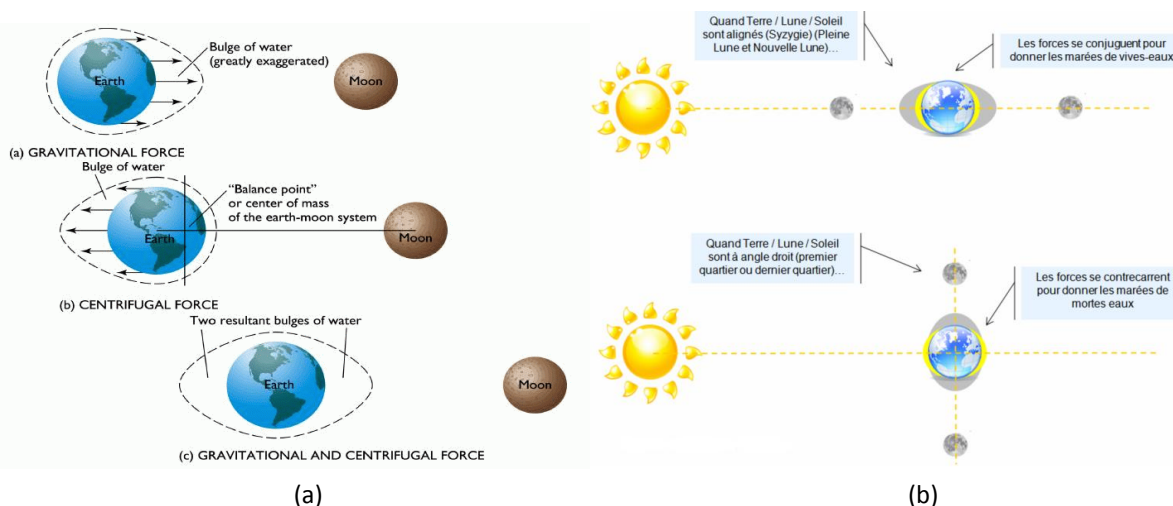


Figure. I.1. (a) influence de la force d'attraction lunaire sur les océans (figure tirée de [Sit01]), (b) effet de la force d'attraction du soleil sur les océans (figure tirée de [Sit04]).

## I.2.2. Récupération de l'énergie des marées

### I.2.2.1. Les usines marémotrices

L'énergie marémotrice consiste à récupérer l'énergie des flux et reflux de la mer dans une zone à fort marnage (un marnage maximal supérieur à 5m est nécessaire). Une infrastructure de retenue d'eau (barrage) est placée entre la partie supérieure et inférieure d'un estuaire ou d'un bras de mer. Elle permet de stocker de l'eau de mer en constituant un réservoir. L'énergie potentielle liée à la différence de niveau d'eau entre les deux bassins va actionner des turbines lors des phases de remplissage et de vidage (figure I.2). L'exploitation des usines marémotrices peut s'effectuer à travers plusieurs stratégies pour améliorer la rentabilité des centrales marémotrices [Mul01]. Si l'exploitation de cette ressource a commencé depuis le moyen âge grâce aux moulins à marée, la première usine marémotrice dédiée à une production d'énergie électrique significative est l'usine marémotrice de la Rance [Ban01]. Elle a été construite en France en 1966 pour être finalement raccordée au réseau électrique en décembre 1967. Elle est dotée de 24 turbines bulbes réversibles de 10MW et peut atteindre une production de 550GWh par an (Figure I.3a) [Mul01]. Elle est restée pendant 45 ans l'usine marémotrice la plus importante au monde en terme de puissance installée. L'usine marémotrice de *Sihwa* en Corée du Sud est une autre infrastructure ayant le même ordre de puissance. D'une puissance de 254MW elle est depuis août 2011 l'usine marémotrice la plus puissante au monde (figure I.3b). Quatre autres infrastructures de plus petite puissance, principalement des ouvrages pilotes, ont été réalisés dans différents endroits du globe. Au Canada, l'infrastructure d'*Annapolis* est une petite usine marémotrice de 20MW qui produit 30GWh par an (figure I.3c). Elle est située dans la baie de Fundy et a été mise en service depuis 1984 [Fer01]. En Chine, l'usine marémotrice de Jiangxia possède une puissance installée de 3,2MW et a été mise en service en 1980 [Sit05]. En Russie un autre projet similaire a été réalisé (*Kislaya Guba Power Facility*). Cette usine a été inaugurée en 1968 pour une puissance installée, au départ, de 400 kW pour atteindre en 2007 une puissance installée de 1,7MW. *Uldolmok Tidal Power Station* est une autre installation marémotrice Sud coréenne, elle totalise en 2009 une puissance installée de 1MW pour une production d'énergie de 2,4GWh [Fer01]. Bien que le potentiel énergétique des usines marémotrices soit important et la technologie maîtrisée, le développement industriel de cette technologie a été relativement lent. En effet, le coût important des ouvrages, le nombre de sites limités et l'impact considérable sur les écosystèmes et les usages locaux ont été des obstacles pour la mise en place des usines marémotrices.



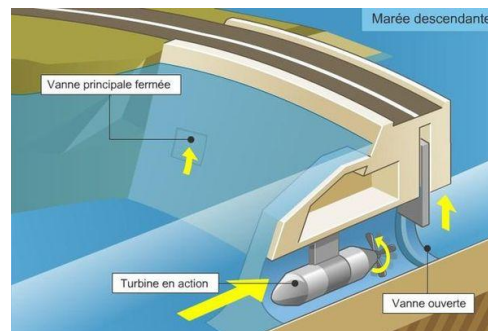


Figure. I.2. principe d'actionnement des turbines dans une centrale marémotrice [Sit06].

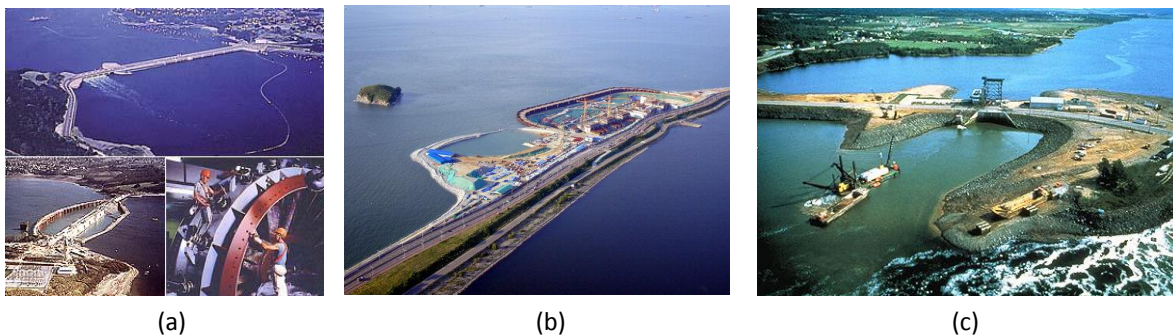


Figure. I.3. (a) vue sur l'usine marémotrice de la Rance, France, [Sha01], (b) usine marémotrice de Sihwa, Corée du Sud, (c) usine marémotrice d'Anapolis, Baie de Fundy, Canada [Fer01].

### I.2.2.2. L'hydrolien

Une autre façon de récupérer l'énergie des marées consiste à placer un capteur mécanique immergé en mer de manière à récupérer l'énergie cinétique contenue dans les courants de marées. Cette façon de procéder présente l'avantage d'avoir un impact réduit sur l'environnement et les écosystèmes marins en comparaison avec les centrales marémotrices [Ter01]. En effet, ce genre de systèmes ne nécessite pas la construction de barrages séparant les parties haute et basse d'un estuaire. Ces capteurs d'énergies communément appelés 'Hydroliennes' sont immergés en mer loin des populations et perturbent peu les écoulements naturels [Maj01] [Iqb01]. Cette technologie permet une réduction de l'impact environnemental et une préservation de l'espace côtier et des estuaires [Key01]. De plus, si les hydroliennes sont suffisamment immergées en profondeur (10m en dessous de la surface de l'eau de mer), elles perturbent peu les activités maritimes [Ter01]. Ces facteurs présentent des atouts favorables à l'acceptabilité des technologies hydroliennes auprès des populations et des usagers de la mer. Le caractère prédictible des courants de marées (avec une fiabilité des prédictions supérieure à 98%) constitue un avantage pour son raccordement au réseau électrique. Cette caractéristique facilite, malgré l'intermittence de la ressource, la gestion et la commercialisation de l'électricité produite. Ces éléments constituent des facteurs favorables au développement d'une filière industrielle hydrolienne.

Par ailleurs, le potentiel énergétique hydrolien constitue à l'échelle mondiale un gisement exploitable estimé entre 50GW et 100 GW [Pel01]. Selon des estimations [Maj01], le productible énergétique mondial avoisine les 450 TWh/an dont environ 48 TWh/an sur les côtes européennes, correspondant à une puissance de près de 12GW [Char01]. Au niveau européen cette ressource se localise en Grande Bretagne qui dispose de 48% du potentiel (5 à 6 GW pour une production estimée à 23 TWh/an), en France, 42% du potentiel (2 à 3 GW pour une production estimée entre 5 et 14 TWh/an), et en Irlande, 8% du potentiel (moins de 1 GW pour une production estimée entre 3 et 4 TWh/an) (figure I.4a) selon [Ben03],[Ben01] et [Ben02]. Les sites les plus exploitables sont localisés entre des zones de terres proches (Déroit, Baie, Canal, Rade...etc). Dans ces endroits particuliers l'onde de marée est amplifiée et la vitesse des courants est augmentée. En Europe la ressource hydrolienne est localisée principalement dans la zone de la manche et de l'atlantique ou la vitesse des courants dépasse les 2m/s en plusieurs endroits (figure I.4b). Au niveau Français, il existe plusieurs sites caractérisés par des vitesses de courants supérieures à 2m/s, notamment au large des côtes bretonnes et normandes : la Chaussée de Sein, le chenal du Fromveur près de l'île d'Ouessant, les Héaux de Bréhat, les environs du Cap Fréhel et le Raz Blanchard sont parmi les sites actuellement identifiés pour l'implantation d'hydroliennes [Del01]. Toutefois, le calcul précis du potentiel énergétique productible par l'hydrolien est une tâche difficile car ce type d'estimations est effectué en posant des hypothèses fortes sur les technologies à employer et leurs conditions de rentabilité [Mas01]. Les hydroliennes connaissent actuellement des développements importants et de nombreuses technologies sont proposées. En plus ces technologies évoluent et gagnent en performances avec le temps, ce qui rend l'estimation du potentiel des énergies des courants de marrées exploitable peu précis et variable dans le temps.

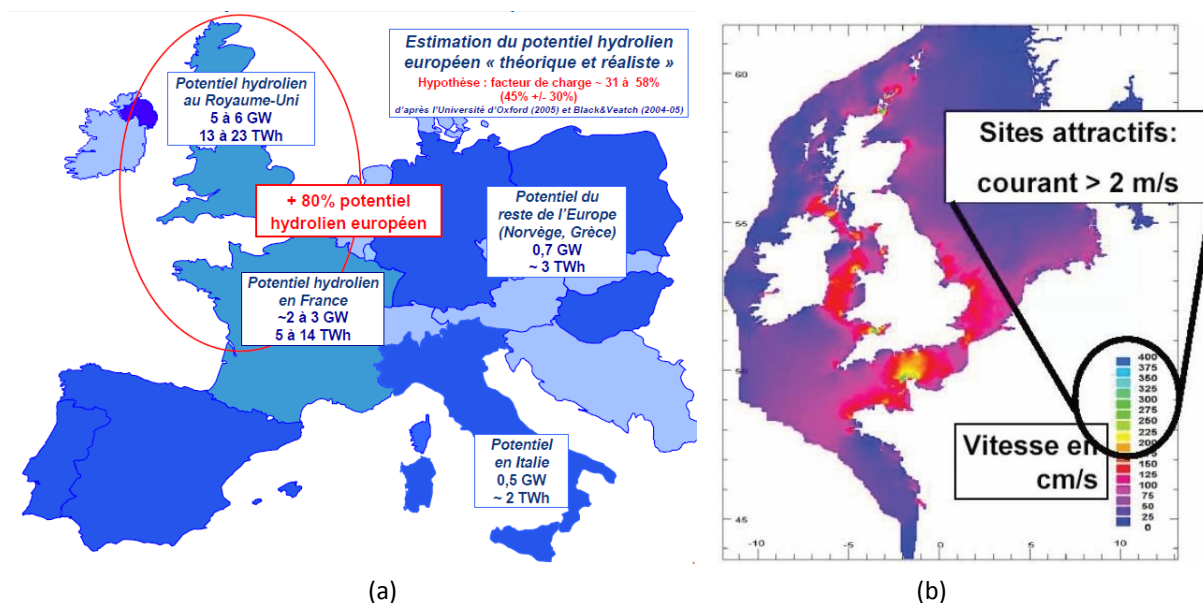


Figure. I.4. (a) répartition de la ressource hydrolienne en Europe [Ben03], (b) localisation des principaux sites hydroliens en Europe [Del01],.

## I.3. Analyse de la chaîne d'entraînement d'une hydrolienne

### I.3.1. Description générale de la chaîne de conversion d'énergie

Les systèmes hydroliens actuellement les plus développés peuvent être comparés, dans leur principe aux systèmes utilisés dans les éoliennes. C'est notamment le cas des premiers prototypes d'hydroliennes préindustrielles, où les constructeurs ont tenté d'adapter les technologies et de récupérer les savoirs faire acquis dans l'éolien [Pel01], bien que les contraintes liées à l'environnement de la machine soient plus nombreuses et sévères pour les hydroliennes [Rue01].

Ces contraintes spécifiques amènent les développeurs à s'intéresser à un grand nombre de concepts différents [Ben01]. Cette situation est à rapprocher des développements qu'a connu l'éolien dans le début des années 1970 [Rue01]. On retrouve ainsi, parmi les différents projets, des turbines à axe vertical (Darrieus) [Dar01] [Kha01] [Maj01], des solutions avec des turbines carénées à effet venturi [Gil01] [Ter01], des capteurs à ailes battantes [Eng01] [Lal01], des hydroliennes à vis d'Archimède [Sit07] [Sit08], et des concepts de type kite hydrolien [Sit09]. Tous ces concepts et projets visent à améliorer le rendement de conversion tout en essayant de réduire autant que possible les exigences en maintenance et les coûts de production des systèmes. Cependant la tendance générale actuelle pour les machines de puissance de plusieurs centaines de kW est d'utiliser des turbines à axe horizontal qui dérivent de l'éolien [Zho02].

De manière générale, la chaîne de conversion d'une hydrolienne peut comporter les éléments suivants :

- **Un capteur mécanique (turbine, ailes oscillante...etc)** : cet élément permet l'extraction de l'énergie cinétique du fluide (eau de mer) et la conversion en énergie mécanique. Notons que le coefficient de puissance d'un capteur quelque soit sa technologie ne peut dépasser la limite théorique de Betz ( $C_p=16/27 \simeq 0,59$ ). Les turbines à axe horizontal sont majoritaires dans les prototypes actuels d'hydroliennes préindustrielles [Dje03] [Zho02]. Ces capteurs (turbines) peuvent inclure des pales à pas variable ou à pas fixe. Dans le premier cas le mécanisme d'orientation des pales permet le contrôle de la puissance de l'hydrolienne par la variation de l'angle de calage des pales comme c'est le cas dans les éoliennes de grande puissance. Une synthèse, illustrée d'exemples, des différents types de capteurs pouvant être utilisés dans un contexte hydrolien est présentée en annexe VII.
- **Un accouplement direct ou indirect de la génératrice à la turbine** : l'accouplement avec des génératrices conventionnelles à faible nombre de pôles (4

ou 6) nécessite l'augmentation de la vitesse du côté de la génératrice (passage de moins de 50 tr/min du côté de la turbine à plus de 1000 tr/min du côté de la génératrice), ce qui engendre la diminution du couple transmis à la génératrice, et donc d'obtenir une conversion électromécanique performante. Un multiplicateur de vitesse comme illustré sur la figure 1.5 est dans cette configuration utilisé. Cet élément peut comporter plusieurs étages qui peuvent être une source importante de pannes et de maintenance. Un tel composant augmente la maintenance et la masse de la chaîne d'entraînement et abaisse le rendement global du système (Un multiplicateur 3 étages ayant un rapport de multiplication de plusieurs dizaines possède un rendement de l'ordre de 90%). En dépit des inconvénients liés à l'utilisation d'un multiplicateur, il permet d'améliorer significativement la compacité des génératrices et de réduire leur coût de production. Pour cette raison, cet élément (multiplicateur) est utilisé dans certaines hydroliennes préindustrielles parmi les plus avancées comme l'exemple de l'hydrolienne ALSTOM TGL de 1MW [Pel01].

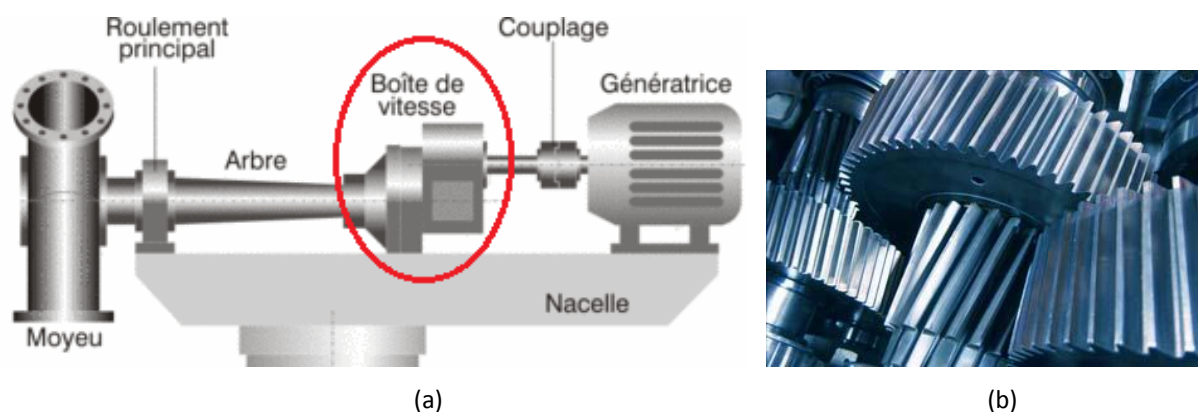


Figure. I.5. (a) exemple de chaîne de transmission pour éolienne avec multiplicateur mécanique de vitesse (Source de la figure [Sit10]), (b) vue interne des engrenages d'un multiplicateur (source de la figure [Sit10]).

Dans un accouplement à attaque directe '*direct-drive*', la génératrice est reliée directement à la turbine sans l'utilisation d'un multiplicateur. Elle tourne alors à la même vitesse que la turbine. La génératrice est entraînée à basse vitesse et doit produire un couple élevé pour produire la puissance requise. Les génératrices à attaque directe ont en général un diamètre élevé et un nombre de pôles important (de l'ordre de la centaine de pôles pour les génératrices de grande puissance) ce qui permet de minimiser la masse et le coût de la génératrice. A diamètre et à puissance égal, le coût de la génératrice et sa masse sont supérieurs à ceux des génératrices rapides conventionnelles. Cependant, en considérant l'ensemble de la chaîne d'entraînement, ce type de solutions sans multiplicateur présente une fiabilité accrue et des besoins en maintenance diminués. Dans le cas des hydroliennes, il est possible d'accoupler la

génératrice avec la turbine en direct-drive selon deux modes, en 'Rim-Driven' ou en 'POD'. Le travail présenté dans cette thèse se limite au cas des systèmes à entraînements direct et à étudier ces deux types d'intégration qui sont présentées de manière plus détaillée dans le paragraphe suivant.

- **Un système de conversion électromécanique composé d'un ensemble génératrice/convertisseur** : Ce sont principalement des génératrices synchrones à aimants permanents pour les machines en entraînement direct. Dans le cas d'utilisation d'un multiplicateur de vitesse, des génératrices asynchrones sont aussi utilisées. Le convertisseur permet le pilotage de l'hydrolienne et la régulation de la puissance avant son injection dans le réseau électrique. Ce dispositif est en général un convertisseur Alternatif-Continu-Alternatif composé de deux ponts à IGBT et pilotés en MLI connecté soit au rotor (cas des machines à double alimentation) soit au stator. Si l'on considère les solutions en termes d'association convertisseur/machine pouvant être 'a priori' transposées de l'éolien vers l'hydrolien, plusieurs architectures sont alors possibles, comme détaillé dans [Bar01], et chacune possède des avantages et des inconvénients. Une synthèse des atouts et des inconvénients des solutions possibles sont résumés sur le tableau I.1.

Tableau I.1. solutions électromécaniques machines/convertisseurs possibles [Ben02].

Technologie	Avantages	Inconvénients
<b>Génératrice asynchrone à cage + convertisseur</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Gamme de vitesse importante;</li> <li>✓ Pas de système balais bagues;</li> <li>✓ Contrôle de la puissance active et réactive ;</li> <li>✓ Technologie éprouvée.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✗ Convertisseur à la puissance nominale;</li> <li>✗ Présence d'un multiplicateur.</li> </ul>
<b>Génératrice synchrone à rotor bobiné+convertisseur</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Gamme de vitesse importante;</li> <li>✓ Entraînement direct possible;</li> <li>✓ Contrôle de la puissance active et réactive.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✗ Convertisseur d'excitation de puissance réduite;</li> <li>✗ Convertisseur d'induit de puissance nominale;</li> <li>✗ Présence d'un système balais bagues (sauf pour un système à diodes tournantes).</li> </ul>
<b>Génératrice synchrone à aimants + convertisseur</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Gamme de vitesse importante;</li> <li>✓ Entraînement direct possible;</li> <li>✓ Contrôle de la puissance active et réactive ;</li> <li>✓ Pas de système balais bagues;</li> <li>✓ Auto-Excitation .</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✗ Convertisseur à la puissance nominale;</li> <li>✗ Prix importants;</li> <li>✗ Le flux d'excitation ne peut être électriquement coupé en cas de court-circuit au bobinage;</li> </ul>
<b>Génératrice asynchrone à double alimentation</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Convertisseur dimensionné à puissance réduite (typiquement moins de 1/3 de la puissance nominale) ;</li> <li>✓ Contrôle de la puissance active et réactive.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✗ Présence d'un système balais bagues</li> <li>✗ Présence d'un multiplicateur</li> <li>✗ Gamme de vitesse limitée à un intervalle autour de la vitesse de synchronisme</li> </ul>

En plus des performances techniques des systèmes électromécaniques associés avec des convertisseurs, le coût est un autre paramètre tout aussi important. Une comparai-

son des coûts estimés des architectures les plus utilisés actuellement dans l'éolien sont illustrés sur La figure I.6 issue de [Pol01] [Bir01]. Ces coûts sont donnés pour des génératrices éoliennes dimensionnées pour des puissances identiques de 3MW et une vitesse de rotation de la turbine de 15 tours/min. Les technologies comparées dans l'étude issue de [Pol01] sont les suivantes :

- DD-WRSG : Génératrice synchrone à rotor bobiné à entraînement direct ;
- DD-PMSG : Génératrice à aimants permanents à entraînement direct ;
- PMSG (1G) : Génératrice à aimants permanents entraînée par un multiplicateur à 1 étage ;
- DFIG (1G) : Génératrice asynchrone à double alimentation entraînée par un multiplicateur à 1 étage ;
- DFIG (3G) : Génératrice asynchrone à double alimentation entraînée par un multiplicateur à 3 étages ;

Selon la figure I.6, les technologies asynchrones coûtent moins cher à la production que les technologies synchrones à entraînement direct. On peut également s'apercevoir que les entraînements utilisant un multiplicateur de vitesse réduit (1 étage) sont les plus avantageux en termes de coût de production des éléments constitutifs de la chaîne de conversion. Toutefois cette figure ne donne que les coûts d'acquisition de la chaîne d'entraînement, le rendement et les coûts de maintenance ne sont pas ici pris en compte. Dans un cadre hydrolien, il est probable que les coûts de maintenance et les temps d'arrêt associées à la présence d'un multiplicateur soient particulièrement pénalisants

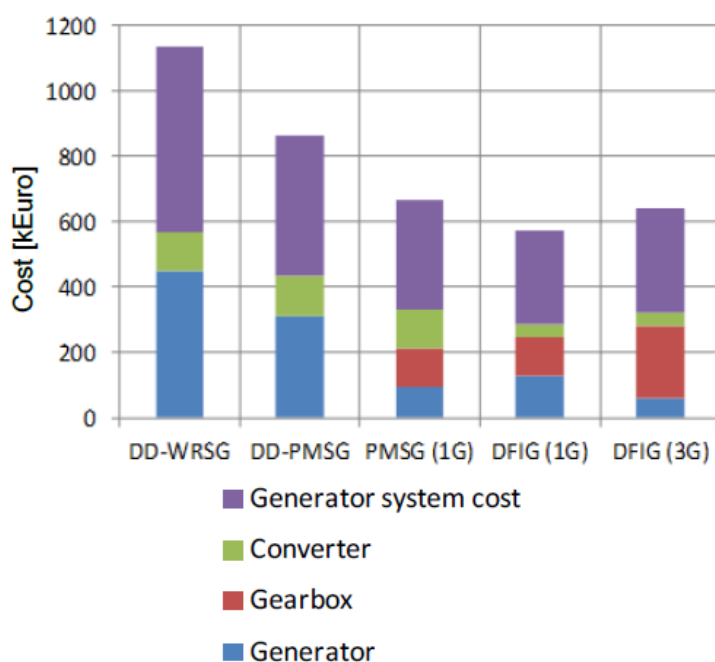
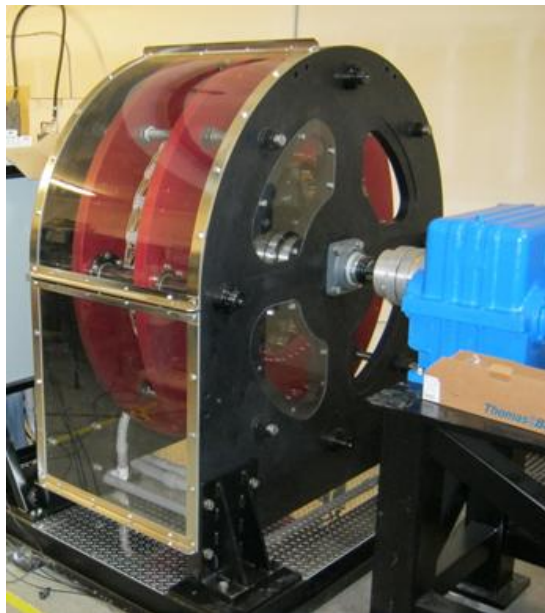


Figure. I.6. comparaison des coûts de production des chaînes de conversion électromécaniques pour plusieurs options technologiques [Pol01] [Bir01].

Dans le cadre de cette thèse, nous souhaitons nous intéresser à des systèmes à haute fiabilité spécifiques à l'hydrolien, c'est pourquoi nous étudierons uniquement le cas de machines synchrones à aimants permanents associées en entraînement direct à la turbine dont les bobinages statoriques sont connectés à un convertisseur Alternatif-Continu-Alternatif (back-to-back) qui permet la connexion au réseau. Dans les hydroliennes actuelles de grande puissance en développement, on retrouve principalement deux variantes de génératrices à aimants permanents, qui sont les topologies à flux radial et à flux axial. Les génératrices à aimants permanents à structure traditionnelle à flux radial sont par exemple utilisées en direct-drive dans l'hydrolienne Hytide Voith Hydro de 1MW. En revanche, le développeur d'hydroliennes Clean Current utilise des génératrices à aimants permanents à flux axial caractérisées par une aimantation des aimants orientée selon l'axe de rotation de la machine (figure I.7).



**Figure. I.7.** génératrice à flux axial pour hydrolienne, développée par la société Clean Current Ltd.

L'assemblage d'une génératrice à entraînement direct à aimants à la turbine est discutée au paragraphe suivant.

### **I.3.2. Analyse des possibilités d'accouplement d'une génératrice direct-drive à une turbine hydrolienne**

#### **I.3.2.1. Accouplement sur l'arbre**

Dans ce cas de figure, la génératrice et la turbine sont reliées directement sur l'arbre. Ceci est montré sur la figure I.8a qui représente une génératrice accouplée sur l'arbre d'une éolienne. La génératrice est placée dans une nacelle derrière la turbine. L'hydrolienne Hytide de 1MW de Voith Hydro se base sur ce concept direct-drive en 'POD' (figure I.8b).

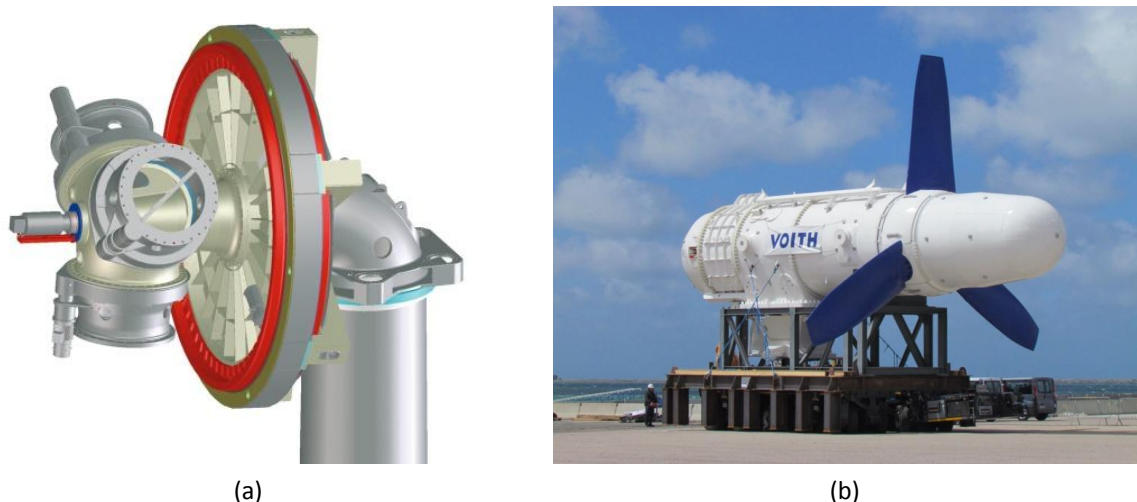


Figure. 1.8. (a) système direct-drive éolien E-48 © Enercon, (b) hydrolienne HyTide de Voith Hydro.

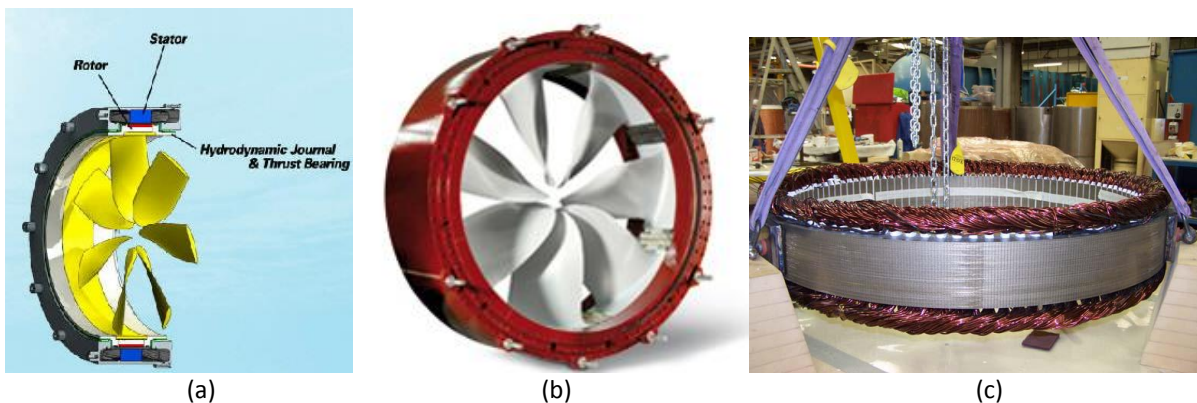
### I.3.2.2. Accouplement en Rim-Driven

Pour un système *'Rim-Driven'* à entraînement circonférentiel, la génératrice électrique est à entraînement direct et est placée sur la périphérie de l'hélice. Les parties actives du rotor de la machine sont pour cette technologie fixées sur le pourtour des pales. La génératrice électrique est donc directement entraînée par une jante se trouvant sur la périphérie de l'hélice (figure 1.9a et figure 1.9b).

Ce type d'assemblage peut concerner la propulsion navale (la machine électrique fonctionne alors en moteur) ou la génération d'énergie hydrolienne (on parle dans ce cas de génératrices Rim-Driven). Le concept a été inventé dans les années 1940 en Allemagne. Par la suite plusieurs brevets ont été déposés entre 1940 et 1970 sur des hélices entraînés par leurs circonférence à la fois par des organes mécaniques (engrenages) ou électriques (machines électriques) [Dro01]. Jusqu'en 1980, les brevets déposés ont principalement concerné l'intégration de machines asynchrones en Rim-Driven. Cependant aucune réalisation expérimentale significative ou commerciale n'a été mise au point durant cette période. Depuis les années 1980 et particulièrement les années 2000, plusieurs réalisations et recherches basées sur le principe Rim-Driven ont été effectuées. A partir de 2005 plusieurs systèmes propulsifs commerciaux basés sur la technologie Rim-Driven ont été réalisés. A l'exemple de la société Rolls-Royce qui a développé un propulseur d'étrave, dénommé *'Rim Thruster'*, d'une puissance de 800 kW. Les sociétés Van der Velden (Pays Bas) et Voith (Allemagne) commercialisent aussi des propulseurs d'étraves Rim-Driven dont la puissance est de l'ordre de la centaine de kW. En plus de ces développements industriels, des recherches académiques ont concerné, ces dernières années les systèmes Rim-Driven [Yak01]. En 2006, des travaux ont été menés à l'université de Southampton, Royaume Uni, où des machines à aimants à stator sans fer ont été étudiées pour la technologie Rim-Driven [Shu01]. D'autres recherches académiques plus récentes ont été menées, comme à l'université de Manchester, au



Royaume Uni, où un prototype d'une machine électrique à aimants permanents de 30kW a été réalisé en 2011, (figure I.9c) [Tuo01]. Au niveau des applications hydroliennes, la réalisation la plus importante en Rim-Driven est actuellement l'hydrolienne OpenHydro, dont 2 machines de 500kW (figure I.10a) sont en phase de tests. Cette turbine a été installée et testée par EDF entre 2012 et 2013 à Paimpol Bréhat, France [Ter01], [Abo01]. L'institut de Recherche de l'Ecole Navale (IRENav) a également développé un démonstrateur Rim-Driven d'hydrolienne de faible puissance destinée à être testée en bassin [Dro01] (figure I.10b).



**Figure. I.9.** (a) disposition de la machine électrique sur la périphérie de l'hélice d'un propulseur d'étrave, (b) propulseur d'étrave Rim-Driven de Voith Hydro, (c) machine à aimants permanents de 30kW pour un propulseur Rim-Driven [Tuo01].



**Figure. I.10.** (a) vue sur le rotor de l'hydrolienne OpenHydro 500kW, (b) démonstrateur d'hydrolienne Rim-Driven IRENav [Dro01].

En comparaison avec les systèmes plus classiques en 'POD', les défenseurs de la technologie Rim-Driven mettent en avant, un moindre risque de cavitation et un meilleur rendement hydrodynamique [Kro01]. Selon [Dro01] [Kro01] [Ter01], les systèmes Rim-Driven ont également une compacité de la génératrice plus importante, et un comportement thermique plus favorable du fait que l'eau se trouve des deux côtés de la machine électrique.





## I.4. Synthèse sur les systèmes hydroliens et justification du cadre d'étude




Une synthèse des systèmes hydroliens les plus avancés est présentée dans cette partie. Une analyse, issue de l'état de l'art, est aussi effectuée en termes de coûts de production et des sources de défaillance les plus sévères et les plus probables, des systèmes pouvant s'apparenter aux systèmes hydroliens. Au terme de cette partie, une problématique pour la thèse est dégagée et les axes d'investigations sont identifiés.

### I.4.1. Synthèse sur les projets hydroliens les plus matures

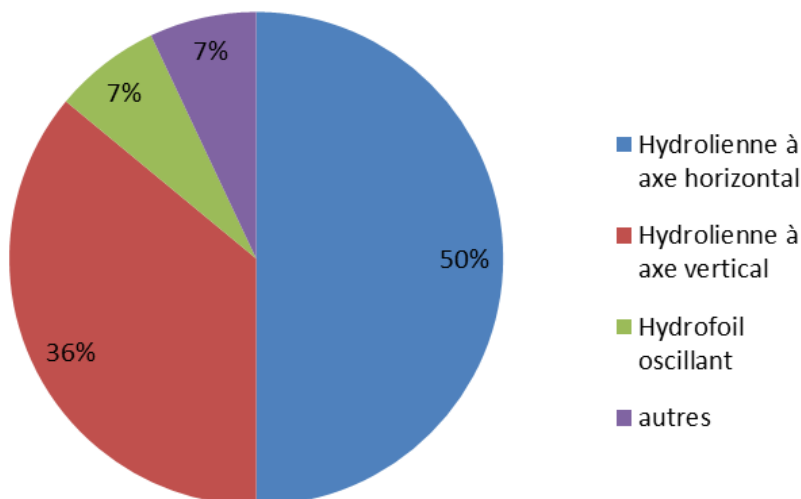
Comme présenté dans l'annexe VII, il existe une diversité importante au niveau des projets hydroliens. Chaque projet présente des particularités et des choix de conception différents. Le tableau I.2 résume les particularités principales des hydroliennes de puissance significative (de 0,5 MW à 1MW). Comme on peut le constater, dans toutes ces technologies les turbines à axe horizontal sont majoritaires, avec soit des pales à pas fixe ou des pales à pas variable (avec système d'orientation des pales). On retrouve des génératrices à aimants permanents accouplées avec la turbine en direct-drive ou des génératrices asynchrones associées à un multiplicateur de vitesse. Une partie de ces hydroliennes de forte puissance sont dotées d'un système d'orientation avec la direction du courant '*yaw system*'. Il est à noter que l'hydrolienne OpenHydro semble conçue avec l'objectif de minimiser les besoins en maintenance : elle présente en effet une chaîne d'entraînement extrêmement simplifiée où tous les organes mécaniques complexe sans éliminés (sans multiplicateur, sans système pitch, sans système d'alignement avec les courants avec une intégration en Rim-Driven).

Tableau I.2. Caractéristiques des principales technologies hydroliennes les plus avancées.

Développeur	Puissance	Turbine	Entraînement	Génératrice	Alignement avec le courant	Illustration
Marine Current Turbines/Siemens	2x600kW	Axe horizontal bipales avec pitch control	Multiplicateur	Asynchrone	Non	
Andritz/Hammerfest	1MW	Axe horizontal tripales, pitch control	Multiplicateur	Asynchrone	Oui, moteur lacet	
Atlantis ressource/Lockheed Martin	1MW	Axe horizontal, tripales, avec pas fixe	?	?	Oui, moteur lacet	
DCNS/EDF/OpenHydro	500kW	Axe horizontal multi-pales avec pas fixe	Direct-drive/Rim-Driven	Synchrone à aimants à flux radial	Non	

Alstom/Tidal generation Limited	1MW	Axe horizontal tripales avec pitch control	Multiplicateur	Asynchrone à cage	Oui, propulseur d'étrave	
Voith Hydro	1MW	Axe horizontal tripales avec pas fixe	Direct-drive	Synchrone à aimants à flux radial	Oui, moteur lacet	
ALSTOM Beluga 9 Clean current (Abandonné en 2013)	1MW	Axe horizontal, multi-pales, pas fixe	Direct-drive	Synchrone à aimants à flux axial	Non	

La figure I.11 montre la répartition des différentes technologies utilisées dans tous les projets hydroliens recensés jusqu'en 2013 [Ade01]. On peut relever que les technologies à turbine à axe horizontal sont les plus largement répandues. La figure I.12 issue de [Ade01], montre une estimation de la répartition des coûts dans un projet type d'hydrolienne. Cette estimation est effectuée selon des hypothèses fortes sur les technologies, en se basant sur les solutions adoptées dans les projets les plus avancés en 2013. On peut relever que le coût des turbines, les fondations et l'installation des turbines représentent à eux seuls plus de 85% du coût du projet, avec un coût d'acquisition de la machine (hydrolienne) représentant environ 45% du coût total du projet. La part importante du coût de la machine (ensemble des éléments de la chaîne de conversion électromécanique, turbine+génératrice+convertisseur...etc) dans un projet hydrolien souligne donc l'intérêt d'améliorer sa conception afin de réduire le coût de production de cet élément et donc améliorer la compétitivité économique de l'énergie hydrolienne.



**Figure. I.11.** répartition des projets hydroliens en développement en fonction de la technologie des turbines [Ade01].

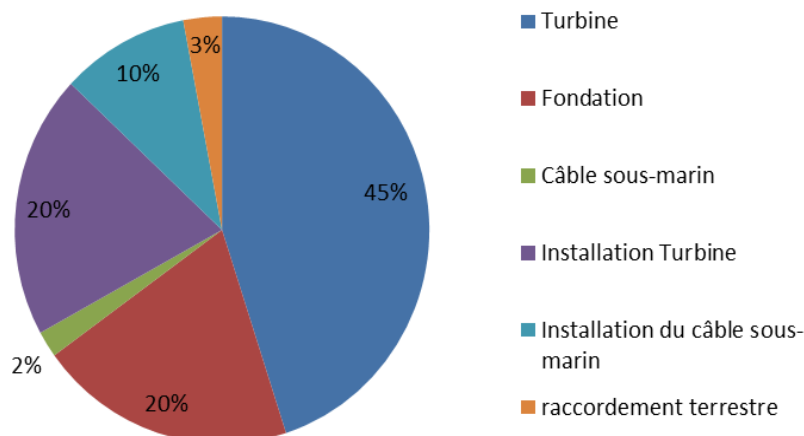


Figure. I.12. estimation de la répartition des coûts d'acquisition pour un projet hydrolien (source [Ade01]).

#### I.4.2. Sources de défaillance et de maintenance

Dans de nombreux projets, les technologies hydroliennes sont proches des solutions utilisées pour les éoliennes terrestres ou offshore. On peut alors penser que les sources de défauts et les exigences de maintenance de ces systèmes seront au mieux similaires à celles constatées dans le domaine éolien. Les futures hydroliennes étant des machines immergées à une distance de l'ordre de plusieurs kilomètres des côtes, l'accès est par conséquent difficile et limité dans le temps. En effet cet accès dépend à la fois des conditions météorologiques et de courantologie ainsi que de la disponibilité des moyens nautiques et techniques dédiés. Il est ainsi probable qu'en cas de panne, l'hydrolienne puisse se retrouver inexploitée pendant une longue période. De plus, l'intervention en milieu offshore et la réparation vont engendrer des coûts importants. Par conséquent, réduire les causes de maintenance représente un enjeu majeur pour l'hydrolien. Il est donc important d'identifier les sources de pannes et de concevoir l'hydrolienne afin de les réduire. Pour identifier les sources de pannes possibles et leur sévérité, on peut se baser sur les retours d'expériences des champs éoliens. Ce rapprochement est justifiable dans la mesure où les technologies hydroliennes actuelles dérivent de l'éolien. La figure I.13 montre des données statistiques sur les causes de défaillance dans les chaînes éoliennes terrestres et le temps de mise hors service correspondant à chaque défaut [Rib01]. Notons que pour les hydroliennes, les temps de mise hors service seront sans doute plus importants vu les difficultés d'accès et la sévérité du milieu. On relève à partir de la figure I.13 que le multiplicateur de vitesse et le système de pas variable de la turbine sont à l'origine de plus de 25% des défaillances et engendrent environ 30% du temps de mise hors service [Rib01]. Le système d'orientation avec la direction d'écoulement du fluide est lui la cause d'environ 10% des défauts avec un temps de mise hors service d'environ 15% [Ami01]. Il faut également souligner que le système de pas variable et le système d'alignement avec la direction du fluide nécessitent des circuits de commande, des capteurs et des composants électriques supplémentaires qui sont des

sources de défaillance potentielles. La suppression de ces éléments (système de variation du pas des pales, multiplicateur de vitesse et le système d'alignement avec la direction du fluide) va donc a priori réduire fortement le taux de défaillance du système.

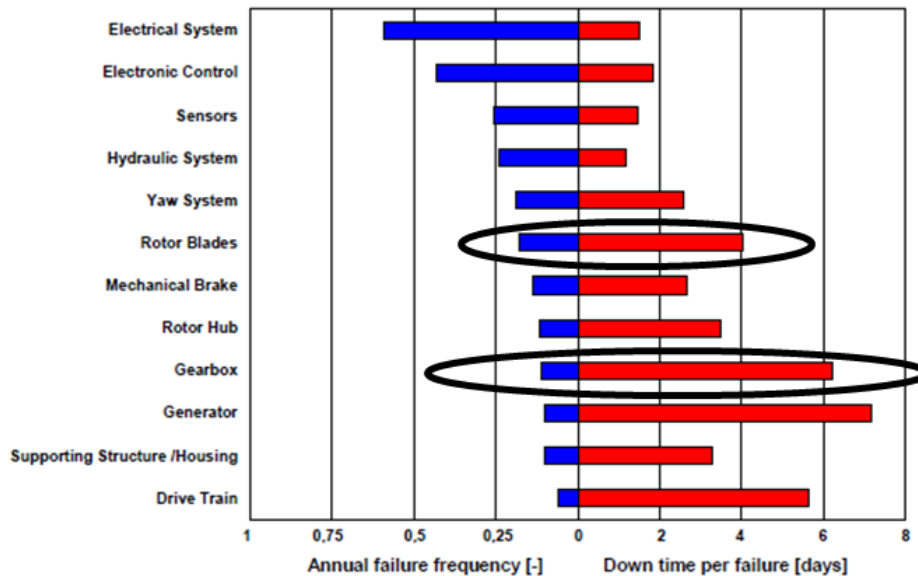


Figure. 1.13. sources des défauts et temps de mise hors service correspondant pour les chaînes d'entraînement éoliennes (données récoltées entre 2000 et 2004) [Rib01].

## 1.5. Conclusion

Dans ce chapitre, une présentation de la ressource des courants de marées est effectuée dans un premier temps. Dans un deuxième temps, des solutions possibles pour la conception d'une hydrolienne avec des exemples de projets industriels où académiques ont été présentées. Cette analyse a montré une importante diversité des solutions envisagées. Dans un troisième temps, une synthèse des projets les plus avancés en termes de développement est donnée. Elle montre certaines similitudes avec les architectures de conversion utilisées dans les éoliennes. En effet la majorité des projets reprennent une partie des concepts actuellement utilisés pour l'éolien. Toutefois la spécificité de l'environnement des hydroliennes a amené les développeurs à repenser certains concepts et les adapter aux cahiers des charges particuliers des hydroliennes dans le but de dégager le meilleur compromis entre la fiabilité (coût d'exploitation) et le coût des hydroliennes (production et installation). Dans le cadre de l'hydrolien, la difficulté d'accès des systèmes peut en effet conduire les concepteurs à vouloir minimiser les interventions de maintenance sur site. C'est pourquoi certains projets utilisent des solutions sans organes de transmission et de contrôle mécanique (élimination des systèmes de pas variables et des multiplicateurs). Notre étude concerne cette famille de solutions techniques qui se veut une réponse spécifique au cahier des charges hydrolien. Dans la suite de ces travaux on se placera donc dans le contexte d'étude suivant :

- Des turbines à axe horizontal à pas fixe, avec un diamètre compris entre 10m et 20m, ce qui correspond à l'implantation de machines de plusieurs centaines de kW sur les sites actuellement identifiés (profondeur des sites comprise entre 30m et 50m) ;
- Des solutions sans multiplicateur (direct-drive) sont considérées. Au niveau de l'association turbine/génératrice, on s'intéressera à des possibilités d'intégration d'une génératrice à entraînement direct en considérant des assemblages de type 'Rim-Driven' et de type 'POD' ;
- Dans le cas de ces systèmes à entraînement direct, nous allons uniquement nous intéresser aux machines synchrones à aimants permanents. On s'intéressera aux topologies de génératrices à flux radial et à flux axial qui sont utilisées dans certains projets hydroliens.

Les problématiques que nous voulons étudier, au cours de cette thèse, pour ce contexte d'étude, concernent la définition d'une méthodologie de conception qui se veut la plus globale possible (intégration et définition des modèles permettant la conception de la génératrice, définition des contraintes et d'objectifs pertinents). Ceci nous permettra de fournir des éléments de réponse concernant le choix de la topologie électromagnétique de la génératrice et le choix du type d'accouplement de la génératrice à la turbine. Cela nous permettra également d'évaluer l'influence des paramètres des systèmes qui composent une chaîne hydrolienne (turbine, stratégie de pilotage) et l'influence de la ressource (site des courants de marées) sur le dimensionnement de la génératrice.

C'est pourquoi le prochain chapitre sera consacré à la mise au point d'un environnement de modélisation et de dimensionnement spécifique aux génératrices retenues dans notre cahier des charges. Cet environnement permettra l'étude des options technologiques que nous projetons d'examiner.



## Chapitre II

# II. Modélisation multi-physique des génératrices à aimants permanents

### II.1. Introduction

Pour pouvoir étudier et comparer différents types de structures magnétiques de génératrices à aimants permanents dans différents contextes (mode d'intégration, etc.), nous proposons dans ce chapitre, la mise en place d'un environnement de modélisation comprenant à la fois un modèle électromagnétique et thermique. Cet ensemble de modèles est agencé pour permettre le pré dimensionnement des structures électromagnétiques que nous souhaitons étudier. Ainsi nous proposons d'étudier deux types de machines à aimants permanents à savoir les machines à AP (aimants permanents) à flux axial et les machines à AP à flux radial afin d'établir des comparaisons par la suite. Les modèles présentés dans ce chapitre sont développés, dans un premier temps, pour une machine à flux axial à double stator associée en Rim-Driven avec l'hélice. Ils seront ensuite réadaptés pour le pré dimensionnement d'autres structures magnétiques telles que la machine à AP à flux radial ou la machines à AP à flux axial à simple stator et simple rotor. Ces modèles sont initialement développés pour un cahier des charges Rim-Driven. Cependant ils permettent également, après adaptation, le pré dimensionnement des structures magnétiques des machines intégrées en POD.

La première partie de ce chapitre est consacré à la définition d'un modèle de pré dimensionnement électromagnétique spécifique à des machines à aimants à flux axial à double stator de grand diamètre (et donc particulièrement adapté à une solution de type Rim-Driven). Tout d'abord, les paramètres géométriques d'une machine à flux axial à double stator sont décrits. Un ensemble d'équations simples permettant de définir les dimensions géométriques d'une telle machine est présenté.



La deuxième partie de ce chapitre est consacré à l'élaboration et la description d'un modèle thermique adapté aux structures étudiées. Ce modèle est constitué d'un réseau de résistances thermiques qui permet de modéliser les transferts de chaleur en régime permanent, au stator, sur un pas d'encoche. Il comprend des éléments spécifiques aux machines à entrefer immergé. L'influence des incertitudes liées à l'estimation des coefficients de convection dans l'entrefer et entre la carène et l'eau de mer est présentée et discutée. Finalement, des calculs thermiques par éléments finis 2D sont présentés.

## II.2. Modélisation électromagnétique

### II.2.1. Description et présentation des géométries des machines étudiées

#### II.2.1.1. Description des machines à flux axial et présentation de la géométrie

Les machines à AP à flux axial 'AFPM' sont constituées de disques fixes supportant des bobinages et de disques mobiles supportant des aimants permanents. Le flux provenant des aimants est axial et les conducteurs actifs sont orientés dans la direction radiale. Dans la littérature, différentes configurations de machines à flux axial sont présentées [Jac01], [Hen01]. Elles peuvent être simple face, double rotor, double stator et multi stator (figure II.1). Les bobinages peuvent être bobinés en tores (machines Torus) ou en pétales.

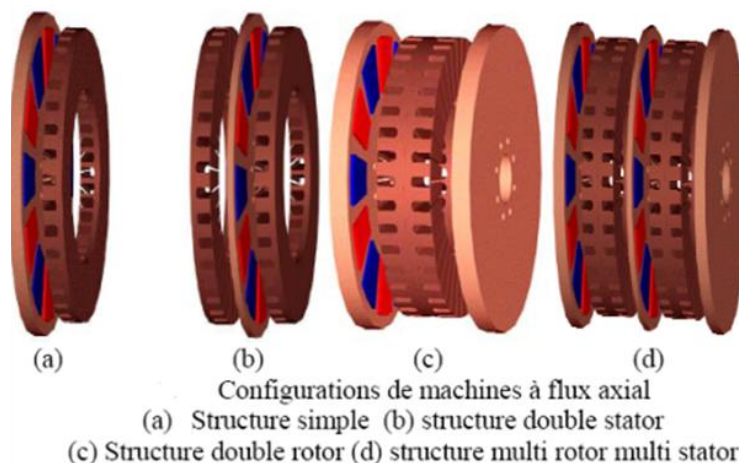


Figure. II.1. structure de machines à flux axial (figure issue de [Ask01] et [Sao01])

Globalement les machines à flux axial présentent les avantages suivants selon la littérature [Dub01], [Cha01] :

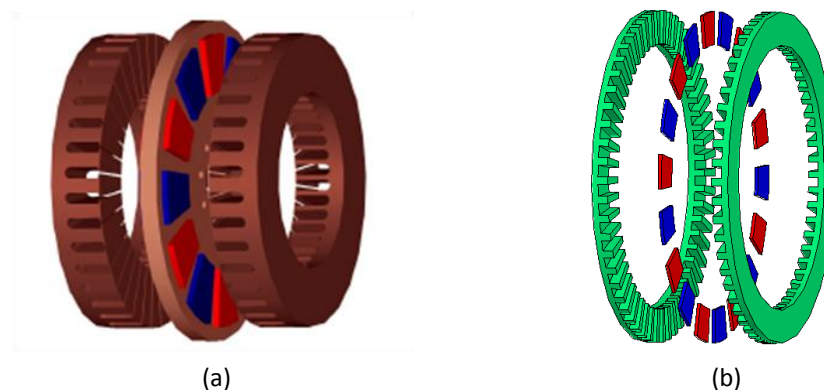
- Un faible encombrement axial, elles sont pertinentes lorsque l'encombrement volumique est sévère dans la direction axiale. En effet, dans ce cas de figure la longueur

active se trouve dans la direction radiale. Il en va de même pour l'encombrement des têtes de bobines [Cav01] ;

- Elles offrent une possibilité d'intégration modulaire et d'empilement de plusieurs stators [Key01] ;
- Elles permettent une modularité et un fractionnement de la puissance statorique ainsi qu'une facilité d'insertion des bobines [Mul03] [Bri01] ;
- Elles permettent une conception aisée des machines sans fer au stator ou au rotor [Key02] ;
- Leur compacité est 'a priori' meilleure pour les machines poly-entrefer que les machines à flux radial grâce notamment à une augmentation des surfaces d'échange thermique et de la surface d'entrefer [Mal01] [Dje02] [Cav01].

La tenue mécanique des machines à flux axial dépend fortement des forces axiales d'origine magnétiques exercées entre les rotors et les stators [Mue01]. La conception mécanique d'une telle machine nécessite donc souvent un assemblage complexe du rotor et du stator à cause des forces d'attractions entre le rotor et le stator [McD01]. Elles nécessitent également un usinage particulier des encoches pour les machines à stators contenant des culasses ferromagnétiques.

Les développements qui sont présentés dans ce chapitre sont donnés pour une machine à flux axial à double stator. Une solution à double stator permet d'envisager un fractionnement de la puissance au niveau du convertisseur (1 convertisseur par stator) et une utilisation en mode dégradé à demi capacité par déconnection du stator en défaut. Cette structure permet également d'équilibrer les forces axiales qui s'exercent sur le rotor. Pour concevoir une machine à flux axial double stator/mono rotor il est possible d'utiliser une structure de rotor avec culasse magnétique ou sans culasse magnétique (sans fer) comme présenté à la figure II.2. Nous étudierons ici des machines à flux axial à double stator sans fer au rotor (figure II.2b).

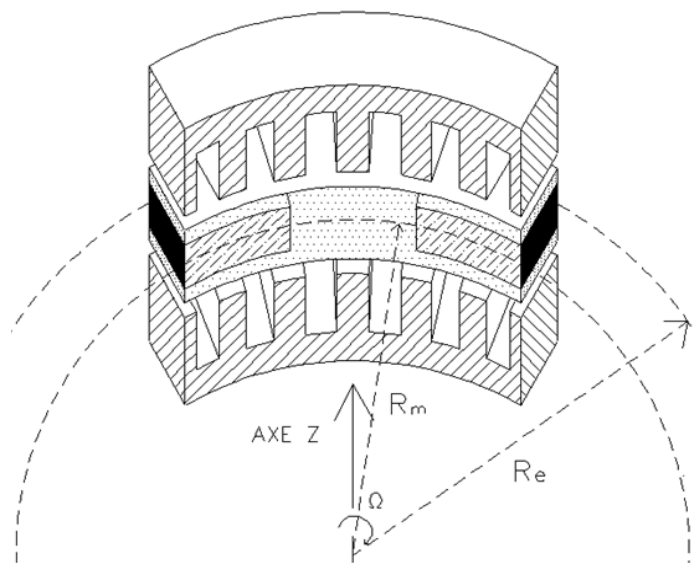


**Figure. II.2.** structure à double stator, (a) avec culasse ferromagnétique au rotor (figure issue de [Ask01]), (b) sans fer au rotor.

Comme le montre la figure II.2, l'AFPM à double stator est constituée de deux stators fixes qui portent des bobinages dont les conducteurs actifs sont disposés dans des encoches radiales. Le rotor placé entre les deux stators, est relié à la turbine. Etant donné la nature corrosive de l'eau de mer, les parties actives (aimants ou stators) peuvent être recouvertes d'une résine protectrice ou chemisées par une enveloppe métallique inoxydable dans le cas où l'eau de mer circule dans l'entrefer de la machine [Dro1], la machine peut également être logée dans une nacelle étanche.

La géométrie des machines à flux axial est intrinsèquement 3D (figure II.3), ce qui rend leur modélisation a priori plus difficile que pour une machine à flux radial. Dans la perspective de simplifier l'étude, des hypothèses simplificatrices sont introduites sur la géométrie afin de disposer d'un modèle de pré dimensionnement simplifié. Pour cela la géométrie de la machine à flux axial à double stator est ramenée à une géométrie 2D d'une machine linéaire équivalente définie au rayon moyen.

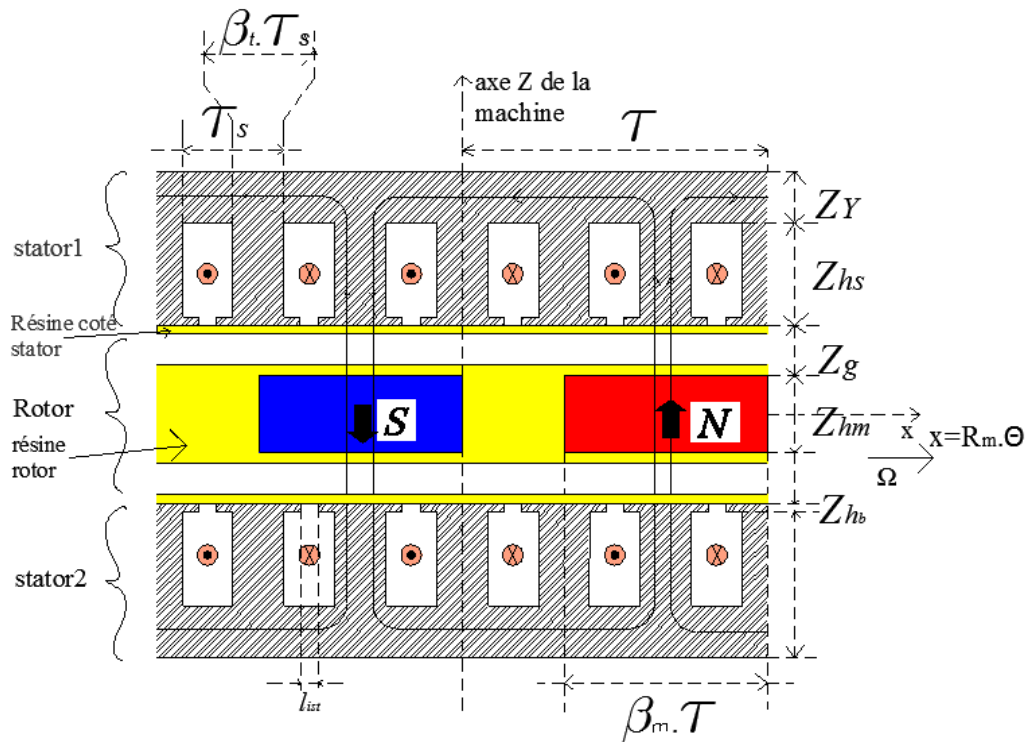
Les paramètres géométriques qui permettent de définir les dimensions de la structure magnétiques sont donnés dans les figures II.3, II.4 et II.5. La figure II.3 représente une vue en perspective d'une largeur polaire de la machine à flux axial à double stator étudiée (sur 2 pôles).



**Figure. II.3.** représentation 3D d'une coupe au rayon moyen et sur une portion bipolaire de l'AFPM à double stator.

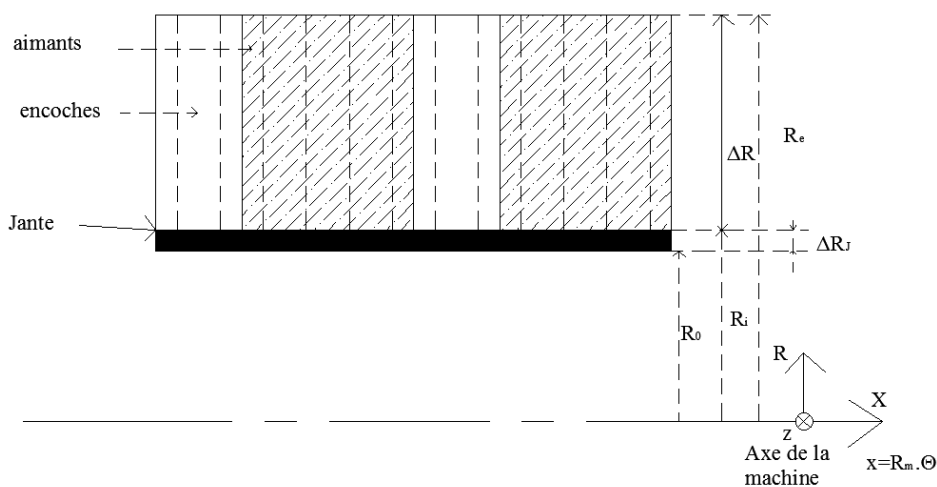
Par la suite, la machine à flux axial est assimilée à une machine « mise à plat » définie au rayon moyen (figure II.4 et figure II.5). Cette hypothèse semble justifiable car les machines à entraînement direct se caractérisent par un grand diamètre et un nombre de pôles élevé, ce qui conduit à un rapport largeur de pôle sur diamètre de la machine très faible. De plus, le rapport entre l'épaisseur radiale ( $\Delta R=R_e-R_i$ ) de la structure et le diamètre de la machine est également très faible. Ces éléments permettent a priori de

justifier le développement au rayon moyen des modèles pour le pré dimensionnement des génératrices de grand diamètre pour des cahiers des charges d'hydroliennes.



**Figure. II.4.** représentation de l'AFPM à double stator par une machine linéaire définie en 2D au rayon moyen,  $Z_{hm}$  est l'épaisseur d'aimants,  $Z_g$  est la distance aimant/stator,  $Z_{hs}$  est la profondeur d'encoche,  $Z_y$  est l'épaisseur de la culasse statorique,  $l_{st}$  est la largeur de la gorge d'encoche,  $\tau$  est la largeur du pôle,  $\tau_s$  est la largeur du pas d'encoche,  $\beta_t$  est l'ouverture relative des dents,  $\beta_m$  est l'ouverture relative des aimants.

La figure II.5 montre une vue de face (selon l'axe de rotation) sur deux pôles de la machine à flux axial mise à plat.



**Figure. II.5.** représentation d'une vue de face (vue selon l'axe Z de rotation) de 2 pôles de l'AFPM à double stator mise à plat,  $\Delta R$  est la longueur active,  $\Delta R_j$  est l'épaisseur de la jante de fixation du rotor,  $R_i$  est le rayon magnétique interne,  $R_0$  est le rayon interne de la jante ( ou rayon de la turbine).

Notons que pour une structure en Rim-Driven (si la machine est disposée sur la périphérie de la turbine)  $R_i = R_0 + \Delta R_j$ , avec  $R_i$  le rayon magnétique interne de la génératrice,  $R_0$  est le rayon en bout de pale de la turbine et  $\Delta R_j$  est l'épaisseur de la jante de fixation des parties actives rotorique de la génératrice à la turbine. Afin de simplifier la présentation, l'épaisseur  $\Delta R_j$  est considéré égale à zéro ( $\Delta R_j = 0$ ) dans tout le document.  $R_i$  est dans ce cas imposé et égal au rayon extérieur des pales de la turbine.

Dans le cas d'une intégration de la génératrice en POD, (placée dans une nacelle derrière la turbine), les paramètres  $R_0$  et  $\Delta R_j$  ne sont pas utilisés et seul le rayon interne  $R_i$  est utilisé. Ce paramètre n'est pas imposé par la turbine dans ce cas. De ce fait, il constitue une variable de dimensionnement.

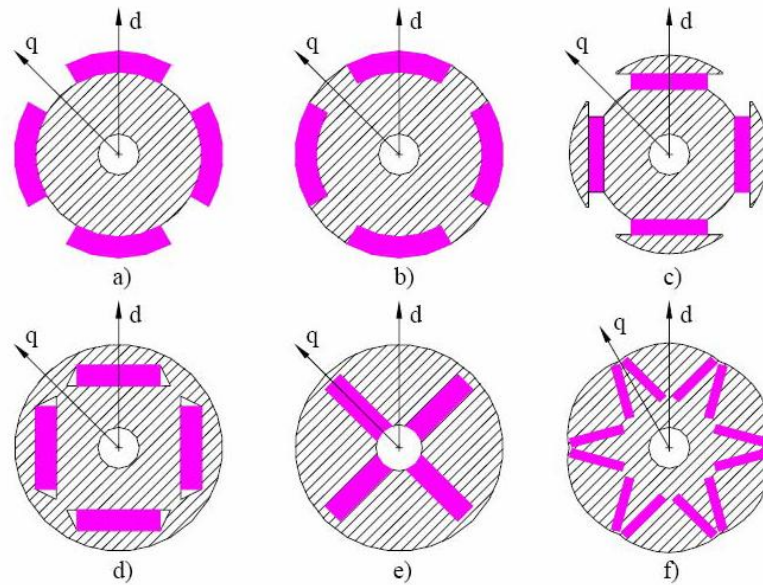
Dans le cas des machines à flux axial, l'épaisseur radiale de la culasse magnétique de la machine se confond avec la longueur active. L'épaisseur de cette culasse vaut :  $\Delta R = R_e - R_i$  avec  $R_e$  le rayon magnétique externe. Le rayon moyen des parties actives de l'AFPM est :  $R_m = (R_i + R_e)/2$ . C'est à ce rayon que la machine est modélisée par une machine linéaire équivalente. Le pas polaire angulaire est :  $\tau_p = \pi/p$ , et la largeur (en m) de l'arc polaire vaut :  $\tau = \tau_p R_m$ . Avec  $p$  le nombre de paires de pôles. La largeur (en m) d'un pas dentaire (largeur d'une encoche+dent) est :  $\tau_s = \frac{\pi}{S_{pp} m \cdot p} R_m$ , avec  $m$  le nombre de phases par stator et  $S_{pp}$  le nombre d'encoches par pôle et par phase. La largeur d'encoche est alors :  $(1 - \beta_i) \tau_s$  avec  $\beta_i$  l'ouverture relative d'une épaisseur de dent. La largeur d'aimant est  $\beta_m \tau$  avec  $\beta_m$  l'ouverture relative des aimants (rapport entre la largeur des aimants et la largeur polaire). Dans tout le document on impose  $\beta_m = \frac{2}{3}$ , pour éliminer les harmoniques multiples de 3 de la force électromotrice à vide.

**NB** : il est à noter que l'ensemble des dimensions axiales de la machine à flux axial sont notées  $Z_x$  pour indiquer que la dimension est dans la direction axiale. De même, les grandeurs radiales sont toutes notées  $R_x$ .

### **II.2.1.2. Rappel sur les machines à flux radial et présentation de la géométrie retenue**

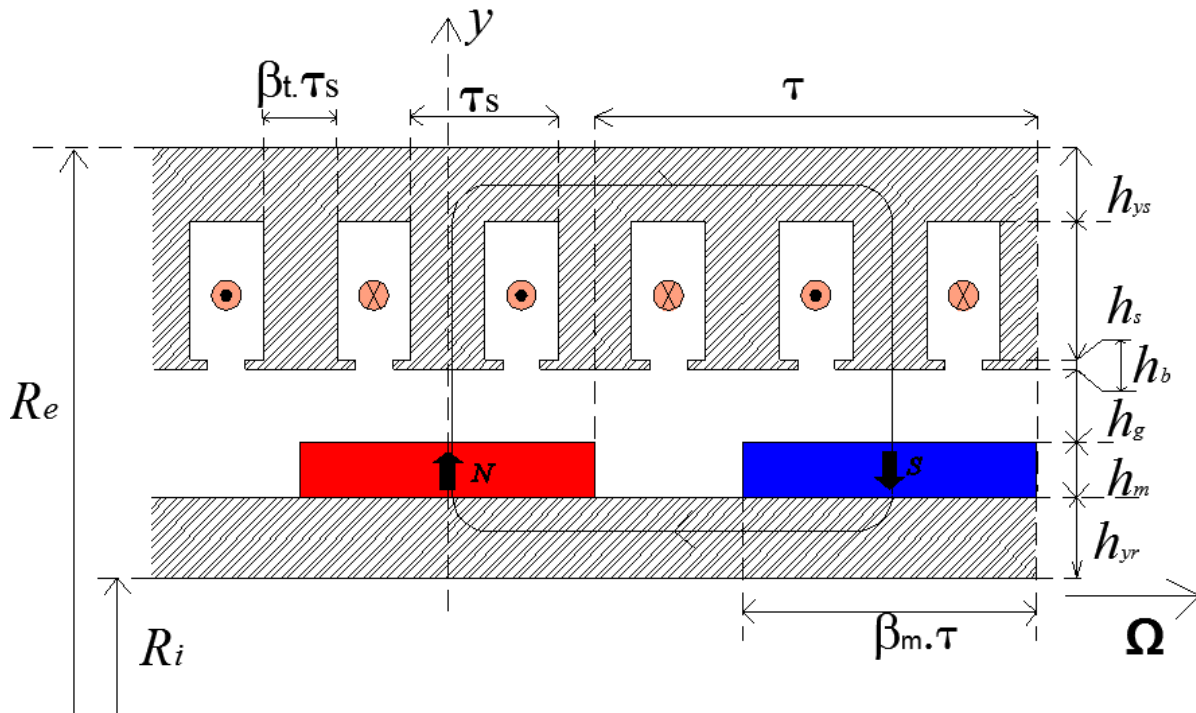
Afin de qualifier les performances des structures magnétiques à flux axial qui seront étudiées, une structure magnétique plus conventionnelle est définie pour servir de référence aux comparaisons. Cette structure est une machine à aimants permanents (AP) à flux radial. Cette structure possède des aimants permanents collés à la surface d'un rotor cylindrique et le flux provenant de ces aimants est orienté selon la direction radiale de

machine. Le rotor est placé sur l'axe de rotation à l'intérieur d'un stator cylindrique. Les encoches de ces machines portent des conducteurs disposés suivant la direction axiale de la machine. Cette solution est utilisée dans les hydroliennes préindustrielles de grande puissance à entraînement direct de la génératrice. Bien qu'il soit précisé par les développeurs d'hydroliennes que les machines utilisées sont à flux radial, elles peuvent présenter une saillance au rotor ou bien avoir une géométrie des aimants particulière au rotor. Plusieurs dispositions de ces aimants peuvent être envisagées, les aimants peuvent être insérés ou enterrés suivant différentes configurations géométriques (voir figure II.6).



**Figure. II.6.** possibilités de disposition des aimants sur le rotor pour les machines à flux radial [Sao01], (a) aimants en surface, (b) aimants insérés, (c) épanouissements polaires et rotor saillant, (d) aimants enterrés, (e) concentration de flux, (f) aimants en forme de V.

Dans nos cas d'étude des machines à flux radial, nous optons pour une machine à AP à flux radial avec des aimants placés en surface du rotor, ceci correspond à la configuration illustrée sur la figure II.6a. Comme pour la machine à flux axial nous étudierons une machine linéaire équivalente (on néglige les effets de courbure). La géométrie de cette machine, établie selon ces hypothèses, est représentée sur la figure II.7.



**Figure II.7.** géométrie mise à plat de la machine à aimants permanents à flux radial,  $h_{yr}$  est l'épaisseur de la culasse rotorique,  $h_m$  est l'épaisseur d'aimant,  $h_g$  est la distance aimant/stator,  $h_b$  est la hauteur des becs de dents,  $h_s$  est la profondeur d'encoche,  $h_{ys}$  est l'épaisseur de la culasse statorique,  $\tau$  est la largeur de pôle,  $\tau_s$  est la largeur du pas d'encoche,  $\beta_m$  est l'ouverture relative des aimants,  $\beta_t$  est l'ouverture relative des dents,  $R_e$  est le rayon magnétique externe,  $R_i$  est le rayon magnétique interne.

Dans le tableau II.1 on définit les paramètres géométriques supplémentaires utilisés dans les modèles.

**Tableau II.1.** autres paramètres géométriques du circuit magnétique de la génératrice à flux radial (RFPM).

Rayon magnétique interne (m)	$R_i = R_0 + \Delta R_j$
Rayon d'alésage (m)	$R_s = R_i + h_{yr} + h_m + h_g$
Rayon magnétique externe (m)	$R_e = R_s + h_b + h_s + h_{ys}$
Pas polaire angulaire (rad)	$\tau_p = \pi / p$
Largeur du pas polaire (m)	$\tau = \tau_p R_s$
Largeur d'encoche (m)	$\tau_s = \pi R / (S_{pp} m.p)$
Largeur de dent (m)	$\beta_t \times \tau_s$

## II.2.2. Modélisation électromagnétique en vue du calcul des dimensions géométriques de la génératrice à flux axial à double stator

### II.2.2.1. Expression du couple électromagnétique moyen

On suppose que la génératrice est alimentée par un onduleur contrôlé avec une commande MLI. L'onduleur est supposé alimenter la génératrice avec une onde de courant quasi sinusoïdale maîtrisée (contrôlée par la commande de l'onduleur). L'interaction des courants et des forces électromotrices induites permet à la génératrice de développer un couple électromagnétique. L'expression du couple électromagnétique moyen résulte de l'interaction du fondamental des forces électromotrices avec les courants des phases (considérés sinusoïdaux) au point de fonctionnement nominal. Ceci permet d'établir la formule (II.1) du couple dont la démonstration est donnée dans l'annexe I.

$$\langle T_{EM} \rangle = 8\sqrt{2}A_L k_{b1} B_{g_{max}} R_m^2 \Delta R \cdot \sin\left(\beta_m \frac{\pi}{2}\right) \cdot |\cos(\psi)| \quad (II.1)$$

- $A_L$  charge linéique de courant efficace sur un stator ( $A_{eff}/m$ ) ;
- $B_{g_{max}}$  induction maximale au dessus d'un aimant (T) ;
- $k_{b1}$  coefficient de bobinage du 1<sup>er</sup> harmonique ;
- $\psi$  déphasage entre le fondamental de la force électromotrice et le courant, en régime nominal  $\psi=\pi$  en générateur ( $\psi=0$  en moteur).

Les machines électriques que nous étudions dans cette thèse, vont être dimensionnées pour des cahiers des charges d'hydroliennes à entraînement direct à grand diamètre. Par conséquent et comme montré dans [Dje01] et [Dro02], la génératrice va être caractérisée par une faible longueur active et un grand entrefer, en particulier pour les cahiers des charges Rim-Driven. Ceci conduit à des fuites de flux importantes aux extrémités des aimants (fuites d'extrémité 3D). Si l'on ne prend pas en compte ces fuites, on peut s'attendre à un niveau de fuites de l'ordre de 20% au niveau du calcul du flux provenant des aimants et donc des forces électromotrices. Ces fuites, si elles ne sont pas prises en compte dans le modèle de dimensionnement vont donc engendrer une erreur sur le calcul du couple moyen du même ordre. De ce fait, les machines dimensionnées vont avoir un couple moyen réel inférieur au couple spécifié dans le cahier des charges. Afin de tenir compte de ces fuites de flux dans le modèle de dimensionnement, nous introduisons un facteur de correction  $\zeta_{3D}$  dans l'équation II.1 donnant le couple moyen. L'équation corrigée donnant le couple moyen devient alors :

$$\langle T_{EM} \rangle = 8\sqrt{2}k_{b1}\zeta_{3D}A_L B_{g_{max}} R_m^2 \Delta R \cdot \sin\left(\beta_m \frac{\pi}{2}\right) \cdot |\cos(\psi)| \quad (II.2)$$



### **II.2.2.2. Etablissement du facteur de correction des fuites de flux 3D**

Nous présentons ici la fonction d'ajustement utilisée pour corriger le modèle analytique électromagnétique 2D. Cette fonction a pour but la prise en compte des fuites de flux 3D rencontrées sur les machines à très grand diamètre et à faible longueur active. L'établissement de ce facteur correctif repose sur la mise en œuvre de calculs éléments finis 3D (EF3D) et de calculs élément finis 2D (EF2D). Le flux capté sous pôle par une spire est calculé respectivement par éléments finis 3D en intégrant l'induction normale sous pôle, et par éléments finis 2D. Dans [Dro03], il a été montré que les fuites magnétiques aux extrémités des aimants sont sensibles à un nombre adimensionnel défini comme le rapport entre l'entrefer magnétique et la longueur active ( $L_m$ ). Nous considérons dans cette étude des configurations magnétiques plus simples que dans [Dro03], avec un entrefer homogénéisé ( $h_{m\_hom}$ , voir figure II.8) et donc des machines sans encoches, et nous évaluons la différence entre les calculs 2D et 3D en fonction du rapport entre l'entrefer homogénéisé et la longueur active ( $L_m$ ). Plusieurs machines présentant des valeurs de ce paramètre variant entre 0.1 et 4 ont fait l'objet de simulations EF3D et EF2D. Nous calculerons ici les écarts, pour chaque machine, entre le flux maximal sous pôle (l'aimant positionné au centre d'une bobine théorique diamétrale disposée sur la surface du stator) relevés par éléments finis 3D et 2D, ce taux d'écart noté ERR est donné par :

$$ERR = \left| \frac{\hat{\Phi}_{EF2D} - \hat{\Phi}_{EF3D}}{\hat{\Phi}_{EF2D}} \right| \quad (II.3)$$

Les simulations ont été effectuées en considérant les paramètres et hypothèses suivantes :

- Une épaisseur de culasse statorique de 2cm ;
- Une perméabilité relative du fer de 5000 ;
- Une induction rémanente des aimants de 1,22 T avec une perméabilité relative fixée à 1 ;
- Une ouverture relative de l'aimant de 66% ;
- Des conditions d'anti-périodicité du champ (antisymétrie du champ) aux extrémités latérales du pôle ;
- La géométrie du pôle est linéaire (sans effets de courbures) ;

Les valeurs de la longueur active et de l'entrefer mécanique, ainsi que de l'épaisseur d'aimant varient, d'une machine à l'autre, pour obtenir plusieurs valeurs du rapport entre l'entrefer magnétique homogénéisé et la longueur active. Dans le cas de la simula-

tion présentée par la figure II.8, l'épaisseur d'aimant et l'entrefer mécanique (aimant/stator) valent chacun 1cm alors que la longueur active vaut 3cm.

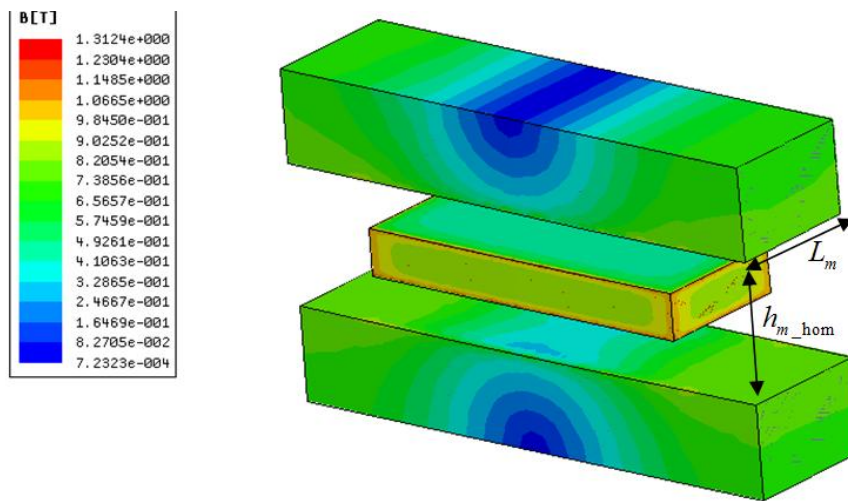


Figure. II.8. exemple de simulation par élément finis 3D, le rapport entre l'entrefer magnétique homogénéisé et la longueur active vaut 1.

Les écarts (ERR) obtenus pour différentes machines (caractérisées par différents rapports) sont représentés sur la figure II.9. On peut remarquer que l'évolution de l'erreur peut être assimilée à une droite dont le coefficient directeur est de 0,2 (formule II.4) :

$$ERR = 0.2 \times \left( \frac{h_{m\_hom}}{L_m} \right) \quad (II.4)$$

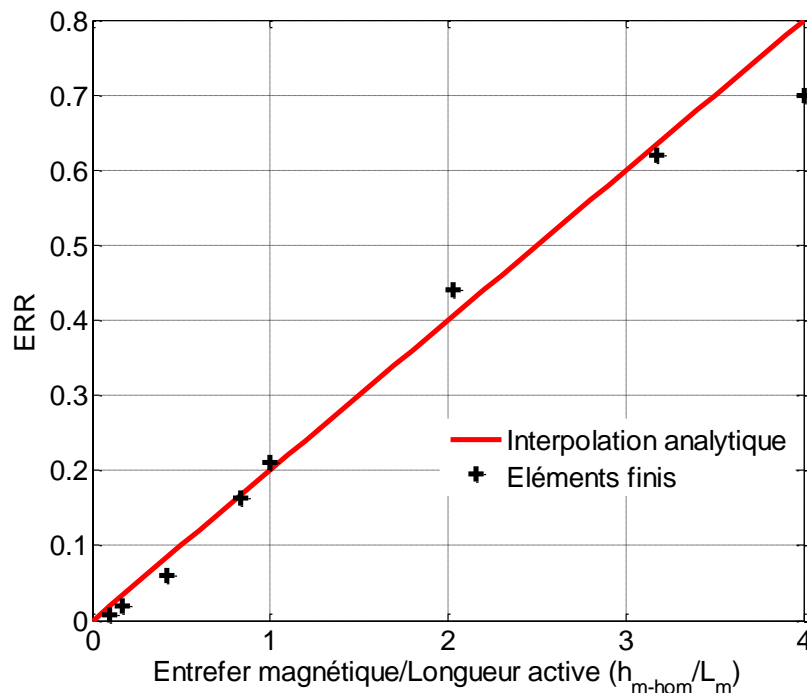


Figure. II.9. écart sur le flux crête sous pôle entre les calculs EF3D et les calculs EF2D pour différentes géométries.

On en déduit alors un coefficient de correction des valeurs du flux calculée en 2D, qui permet de prendre en compte les effets 3D. Ce facteur s'exprime comme suit :

$$\zeta_{3D} = (1 - ERR) \quad (II.5)$$

$$\zeta_{3D} = 1 - 0.2 \times \left( \frac{h_{m\_hom}}{L_m} \right) \quad (II.6)$$

Dans le cas de la machine à flux axial à double stator la longueur active ( $L_m$  dans la formule II.6) est notée  $\Delta R$  et l'entrefer magnétique homogénéisé est noté  $Z_{m\_hom}$ , l'équation II.6 s'écrit alors :

$$\zeta_{3D} = 1 - 0.2 \left( \frac{Z_{m\_hom}}{\Delta R} \right) \quad (II.7)$$

Il est à noter que cette fonction d'interpolation est moins précise lorsque  $\frac{h_{m\_hom}}{L_m} \leq 0.5$ , elle tend alors à surévaluer les fuites 3D. Cependant, le niveau des fuites 3D étant faible pour ces valeurs, la précision globale sur le calcul des flux reste acceptable. Pour des rapports  $\frac{h_{m\_hom}}{L_m} \geq 1.5$ , les machines ont des entrefers magnétiques très grands devant la longueur active, ce qui semble peu réaliste. Il n'est donc pas pertinent d'aller chercher une meilleure précision au-delà de cette limite.

Nous avons également effectué des simulations sur des machines radiales (qui ne sont pas présentées dans ce document pour des raisons de lisibilité). Ces simulations montrent que les erreurs relatives sur les flux sont quasiment identiques entre les machines à flux axial et les machines à flux radial lorsque les mêmes valeurs de l'entrefer magnétique et de la longueur active sont considérées. La formule II.6 est par conséquent également utilisée pour la correction des fuites de flux 3D pour les machines à flux radial.

### **II.2.2.3. Estimation de l'entrefer mécanique**

Pour obtenir la machine la plus performante possible, il est nécessaire de réduire autant que possible l'épaisseur de l'entrefer mécanique. Toutefois, l'épaisseur de l'entrefer ne peut descendre en dessous d'une valeur minimale qui correspond à des contraintes mécaniques liées aux forces s'exerçant sur le rotor de la machine [McD01]. Ces forces peuvent engendrer des déformations sur la structure de la machine et provoquer des variations importantes de l'entrefer mécanique lors du fonctionnement

[Mue01]. Afin d'assurer une tolérance mécanique suffisante, nous allons utiliser des formules empiriques issues de la littérature pour approcher la valeur minimale de l'épaisseur d'entrefer. Dans la référence [Pyr01], les auteurs préconisent un entrefer mécanique minimal égal à  $1^0/00$  du diamètre de la génératrice pour les machines à grand diamètre. Dans [Mer01], un entrefer mécanique minimal de  $1,5^0/00$  du diamètre de la machine est souhaité pour les grands alternateurs associées à des turbines hydrauliques. Les structures Rim-Driven se caractérisent par une génératrice placée sur la périphérie de la turbine, et donc par des diamètres plus élevés que les génératrices classiques à entraînement direct. En considérant cette configuration particulière, liée à l'utilisation de génératrices de type Rim-Driven et de machines à flux axial, un entrefer minimal égal à  $2^0/00$  du diamètre de la génératrice est considéré. Nous maintiendrons cette contrainte pour les deux machines étudiées : à flux radial et à flux axial et les deux modes d'accouplement entre la génératrice et la turbine : Rim-Driven et POD. On a donc

$$Z_g = k_D D_m \quad (II.8)$$

$k_D$  est un coefficient qui tient compte de la tenue mécanique de la machine. Il est considéré égal à  $2^0/00$  pour toutes les études présentées dans ce document.  $D_m$  est le diamètre moyen de la génératrice à flux axial.

#### II.2.2.4. Calcul du rayon externe

A partir de l'équation (II.2) on peut déterminer le rayon externe de la machine qui est nécessaire pour obtenir le couple moyen désiré pour un jeu fixé de valeurs de la charge linéique de courant efficace sur un stator et de l'induction maximale au-dessus d'un aimant ( $A_L$  et  $B_{gmax}$ ), un facteur de bobinage donné et une valeur de  $R_i$  donnée. La résolution de l'équation de 3<sup>ème</sup> degré donnée par la relation II.9 permet ainsi de déterminer  $R_e$  et de déduire la longueur active  $\Delta R$  de la génératrice. Pour une structure Rim-Driven, le rayon magnétique interne  $R_i$  est connu (il est égal à la somme entre rayon de la turbine et l'épaisseur de la jante). Dans le cas d'une intégration de la génératrice en POD,  $R_i$  devient dans ce cas une variable.

$$R_e^3 + R_i R_e^2 - R_i^2 R_e - R_i^3 - \frac{\langle T_{EM} \rangle}{2\sqrt{2}k_{b1}\zeta_{3D}A_L B_{gmax} \sin\left(\beta_m \frac{\pi}{2}\right) \cdot |\cos(\Psi)|} = 0 \quad (II.9)$$

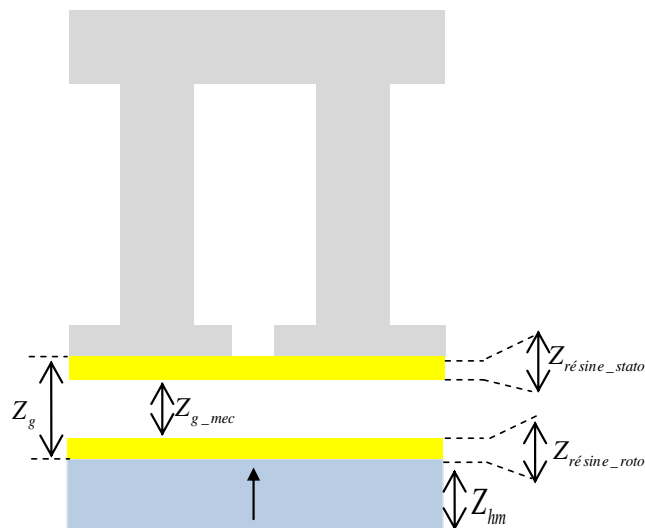
#### II.2.2.5. Hypothèses sur la constitution de l'entrefer des génératrices

Dans ce travail de thèse, on va considérer deux possibilités d'immersion de la génératrice dans l'eau. La première consiste à avoir un entrefer immergé. Dans cette configuration il faut recouvrir les parties actives par une couche protectrice, qui peut

être par exemple une résine polymère, pour les protéger et les isoler de l'eau de mer. Un entrefer immergé est notamment utilisé dans l'hydrolienne OpenHydro de 500kW, et dans le démonstrateur d'hydrolienne Rim-Driven construit à l'IRENav où l'étanchéité des parties actives est assurée par une résine polymère (figure II.11 travaux de [Dro01]).

Pour tenir compte de ces couches isolantes, on va introduire une épaisseur d'isolant dans l'entrefer du côté statorique,  $Z_{résine\_stator}$ , ainsi que du côté rotorique,  $Z_{résine\_rotor}$ . Ceci est illustré sur figure II.10. L'entrefer aimant/stator total vaut dans ce cas :  $Z_g = Z_{résine\_rotor} + Z_{g\_mec} + Z_{résine\_stator}$ , avec  $Z_{g\_mec}$  l'entrefer rotor/stator (entre les couches isolantes).

Dans un deuxième cas on considère que la machine est incluse dans une carène étanche. Cette solution est utilisée dans plusieurs hydroliennes de grande puissance comme l'hydrolienne ALSTOM/TGL 1MW. Dans ce cas de figure  $Z_g = Z_{g\_mec}$  avec  $Z_{résine\_rotor} = 0$  et  $Z_{résine\_stator} = 0$ .



**Figure. II.10.** représentation de la constitution de l'entrefer de la génératrice si l'entrefer est immergé par l'eau de mer.



**Figure. II.11.** rotor d'une hydrolienne Rim-Driven avec entrefer immergé dans l'eau (parties actives isolées par un isolant polymère), IRENav [Dro01].

### II.2.2.6. Calcul de l'épaisseur d'aimant

#### 1) Homogénéisation de la surface d'entrefer

Afin d'améliorer la précision du calcul de l'induction dans l'entrefer, l'effet moyen des encoches sur l'induction d'entrefer est pris en compte selon les développements proposés dans [Car02] et [Mat01]. Sous les ouvertures des encoches, l'induction d'entrefer est amenée à baisser (figure II.12). Pour tenir compte de ce phénomène, une réluctance de surface  $\mathfrak{R}_e = Z_g / \mu_0$  est considérée, elle permet de modéliser l'effet moyen de ce phénomène par l'adjonction d'un entrefer supplémentaire  $Z_g'$  (figure II.13). Ce facteur correctif des effets d'encoches sur le niveau d'induction d'entrefer résulte d'une homogénéisation par une transformation conforme d'une surface encochée en une surface plane [Car02] [Mat01].

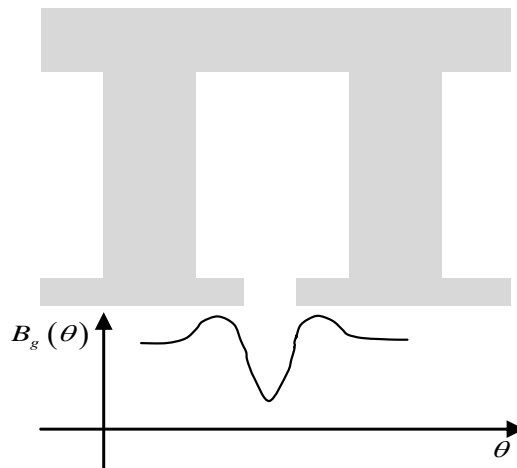


Figure. II.12. chute de l'induction d'entrefer sous une gorge d'encoche.

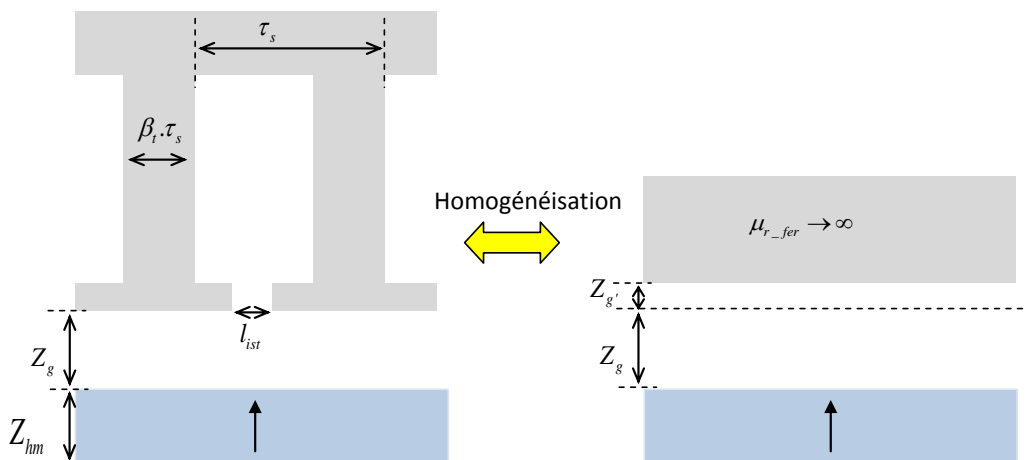


Figure. II.13. transformation d'une surface encochée en une surface pleine (ajout d'un entrefer additionnel d'homogénéisation).

Après homogénéisation, la valeur d'entrefer est considérée :  $Z_{g\_hom} = Z_g + Z_{g'}$ , elle est notée entrefer homogénéisé par la suite.

On distingue deux expressions permettant d'estimer cet entrefer d'homogénéisation  $Z_{g'}$ . Selon [Mat01] le choix de la formulation adéquate est conditionné par le rapport entre l'entrefer magnétique et la largeur du pas d'encoche ( $Z_m / \tau_s$ ), qui permet de séparer une machine à entrefer épais d'une machine à entrefer mince. Il est à préciser que l'entrefer magnétique considéré dans le cas d'une machine à flux axial à double stator sans fer au rotor est l'entrefer magnétique entre les 2 stators :  $Z_m = 2Z_g + \frac{Z_{hm}}{\mu_{rm}}$ , (sans homogénéisation de la surface d'encoche).

D'après [Mat01], la formule II.10 donne une meilleure précision pour le calcul de l'entrefer additionnel pour les machines à entrefer épais.

$$Z_{g'} = \frac{\tau_s}{2\pi} \left[ \left( 1 + \frac{l_{ist}}{\tau_s} \right) \cdot \ln \left( 1 + \frac{l_{ist}}{\tau_s} \right) + \left( 1 - \frac{l_{ist}}{\tau_s} \right) \cdot \ln \left( 1 - \frac{l_{ist}}{\tau_s} \right) \right] \quad (II.10)$$

Avec  $l_{ist}$  la largeur de l'ouverture d'encoche (distance entre les becs) qui vaut :  $l_{ist} = \rho_{ouv\_slot} \cdot \tau_s \cdot (1 - \beta_t)$ .  $\rho_{ouv\_slot}$  est le l'ouverture relative des encoches, qui est donnée en %.

Pour les machines à entrefer mince, la formule de Carter donne une meilleure précision pour le calcul du coefficient d'homogénéisation, cette formule est issue de [Car02] et s'exprime comme suit :

$$Z_{g'} = (k_c - 1)Z_m \quad (II.11)$$

avec  $k_c$  le coefficient de carter donné comme suit :

$$k_c = \frac{1}{1 - \frac{l_{ist}}{\tau_s} \sigma} \quad (II.12)$$

Et

$$\sigma = \frac{2}{\pi} \left[ \tan^{-1} \left( \frac{l_{ist}}{2Z_m} \right) - \frac{Z_m}{l_{ist}} \ln \left[ 1 + \left( \frac{l_{ist}}{2Z_m} \right)^2 \right] \right] \quad (II.13)$$

Dans notre modèle, bien que la plupart des machines étudiées soient à entrefer épais, un test permettant le choix de la formule adéquate est implémenté (tableau II.2).

**Tableau II.2.** domaine d'application des formules de Carter et de Matagne.

$\frac{Z_m}{\tau_s}$	0	Entrefer mince	$\left(\frac{Z_m}{\tau_s}\right)_{lim}$	Entrefer épais	$\infty$
Formule	Carter (formule II.11)		Matagne (formule II.10)		

La frontière permettant de distinguer un entrefer épais d'un entrefer mince est donnée par la formule suivante [Dro01] :

$$\left(\frac{Z_m}{\tau_s}\right)_{lim} = 0,51385 - 0,01385 \cdot e^{3,33 \cdot \rho_{ouv\_stator}(1-\beta_t)} \quad (II.14)$$

## 2) Calcul de l'épaisseur d'aimant pour obtenir l'induction souhaitée dans l'entrefer

L'expression II.15 permet de calculer la hauteur d'aimant nécessaire afin d'obtenir dans l'entrefer une induction  $B_{gmax}$  sur la surface statorique coté entrefer (au rayon d'alésage pour les machines à flux radial). Cette formule résulte de l'inversion de l'expression analytique de  $B_{gmax}$  qui est obtenue à partir de la résolution des équations de Maxwell en magnétostatique par séparation des variables sous hypothèses d'une géométrie linéaire 2D. La démonstration est donnée dans l'annexe II. Cette formule tient compte des fuites de flux inter-polaires 2D et permet un calcul précis de l'épaisseur d'aimant sous hypothèses 2D.

$$Z_{hm} = \frac{\tau}{\pi} \ln \left( \frac{(\mu_{rm} + 1) B_{g_{max}} \left( e^{-\frac{\pi}{\tau}(Z_g + Z_{g'})} - \frac{(\mu_{rm} - 1)}{(\mu_{rm} + 1)} e^{\frac{\pi}{\tau}(Z_g + Z_{g'})} \right) - 2B_r}{(\mu_{rm} + 1) B_{g_{max}} \left( e^{\frac{\pi}{\tau}(Z_g + Z_{g'})} - \frac{(\mu_{rm} - 1)}{(\mu_{rm} + 1)} e^{-\frac{\pi}{\tau}(Z_g + Z_{g'})} \right) - 2B_r} \right) \quad (II.15)$$

### II.2.2.7. Calcul de l'ouverture relative des dents

Le niveau d'induction dans les matériaux ferromagnétiques est limité à un niveau d'induction maximum afin d'éviter une saturation excessive dans les tôles magnétiques de la machine. Cette limitation est valable pour les dents (induction limitée à  $B_{sat\_dent}$ ) et les culasses ( $B_{sat\_culasse}$ ). Pour déterminer la proportion d'ouverture relative de la dent par rapport au pas dentaire, on se place dans le cas le plus défavorable où tout le pas dentaire est soumis à une induction d'entrefer maximale ( $B_{gmax}$ ). On considère alors que la dent concentre tout le flux capté sous un pas dentaire. De plus, on considère que le flux résultant des courants statoriques s'additionne vectoriellement au flux rotorique



provenant des aimants. Cette configuration est atteinte si la machine est contrôlée à  $\psi=\pi/2$  (machine surfluxée) à courant nominal. Ce cas de contrôle va engendrer les niveaux d'induction les plus élevés que l'on peut atteindre au cours du fonctionnement de la machine. En appliquant le principe de conservation du flux pour calculer les flux prévenants des aimants au rotor et du bobinage au stator, on en déduit une largeur relative de dent minimale qui permettra une non saturation de la machine en régime de surfluxage (équation II.16). La démonstration permettant d'établir cette expression (équation II.16) est détaillée dans l'annexe III.

$$\beta_t = \frac{B_{g_{\max}}}{B_{sat\_dent}} + 2 \cdot \frac{\mu_0 \sqrt{2} A_L \pi R_m}{(Z_{hm} + 2(Z_g + Z_{g'})) S_{pp} m p B_{sat\_dent}} \quad (II.16)$$

### II.2.2.8. Calcul de l'épaisseur de la culasse au stator

En considérant les mêmes hypothèses que pour l'expression donnant l'ouverture des dents (équation II.16), l'épaisseur de la culasse nécessaire pour éviter la saturation magnétique en régime de surfluxage de la machine s'obtient par la relation II.17 (la démonstration est détaillée dans l'annexe III) :

$$Z_Y = \beta_m \frac{\pi R_m}{2p} \frac{B_{g_{\max}}}{B_{sat}} + \frac{2}{3} \cdot \frac{\mu_0 \sqrt{2} A_L \pi^2 R_m^2}{(Z_{hm} + 2(Z_g + Z_{g'})) S_{pp} m p^2 B_{sat\_culasse}} \quad (II.17)$$

### II.2.2.9. Calcul de la profondeur d'encoche (hauteur de dent)

Pour une densité linéique de courant efficace  $A_L$  et une densité surfacique de courant efficace  $J$  dans les conducteurs, et en considérant un coefficient de remplissage des encoches  $k_f$ , on déduit la profondeur d'encoche  $Z_{hs}$  nécessaire pour loger les conducteurs de la machine. Cette dimension géométrique s'exprime comme suit (équation II.18) :

$$Z_{hs} = \frac{A_L}{k_f J (1 - \beta_t)} \quad (II.18)$$

### II.2.2.10. Calcul du champ maximal dans les aimants

Dans un processus de conception de machines à aimants permanents, il est important d'évaluer le champ magnétique maximal de désaimantation auxquels sont soumis les aimants. Afin d'éviter une désaimantation irréversible, celui-ci doit impérativement être inférieur à la valeur absolue du champ coercitif dans les aimants  $H_{cj}$  (ce champ coercitif maximal est une spécification caractéristique des aimants employés). En considérant un bobinage diamétral, le champ magnétique est calculé dans le cas le plus défavorable (flux statorique et rotorique en opposition dans l'axe direct). Ceci permet d'avoir une

estimation rapide de la valeur du champ de désaimantation dans les aimants et d'introduire une contrainte dans la formulation du problème de dimensionnement. L'estimation de ce champ critique dans les aimants est donnée en première approximation par la formule suivante (la démonstration de cette formule est donnée dans l'annexe IV) :

$$|H_{\max}| = k_I \frac{2\sqrt{2}\pi R_m A_L}{mpS_{pp} (Z_{hm} + 2(Z_g + Z_{g'}))} + \frac{2(Z_g + Z_{g'}) B_{g_{\max}}}{\mu_0 Z_{hm}} \quad (\text{II.19})$$

Dans l'équation II.19,  $k_I$  représente un coefficient de surintensité tenant compte des élévations du courant liées aux phénomènes transitoires ou à une mise en défaut. Pour des raisons de simplicité, nous fixons à  $k_I = 1$  pour tous les calculs donnés dans ce document.

### II.2.2.11. Calcul des pertes et du rendement

Les tôles ferromagnétiques sont le siège de pertes liées à la variation de l'induction à laquelle elles sont soumises (pertes fer) qui vont dépendre des niveaux d'inductions auxquelles elles sont soumises, de la fréquence électrique, du volume et de la caractéristique magnétique des tôles utilisées. Les fabricants de tôles ferromagnétiques donnent des relations simples (de type de l'équation de Steinmetz) où les coefficients utilisés dans ces équations sont déduits à partir de mesures. La formule (II.20) permet ainsi d'évaluer la densité massique des pertes fer pour des tôles  $FeSi$  standards :

$$P_{Fe} = P_{Fe0} \left( \frac{f}{f_0} \right)^b \left( \frac{B_{Fe}}{B_{Fe0}} \right)^c \quad (\text{II.20})$$

$f$  ( $f = p\Omega/2\pi$ ) et  $B_{Fe}$  sont respectivement la fréquence électrique et l'induction vues par les tôles ferromagnétiques.  $P_{Fe0}$  (W/kg) correspond à la valeur de la densité massique de pertes spécifiques établies pour la fréquence caractéristique  $f_0$  (Hz) et la valeur caractéristique de l'induction  $B_{Fe0}$ . Les pertes fer sont obtenues en multipliant la densité massique des pertes fer ( $P_{Fe}$ ) par la masse des tôles magnétiques pour chaque partie du stator (dents ou culasse). Les pertes fer totales de la génératrice en régime établi se calculent en additionnant les pertes dans les dents et les pertes dans la culasse statoriques :

$$P_{Fe\_tot} = P_{Fe\_dents} \times M_{iron\_dents} + P_{Fe\_culasse} \times M_{iron\_culasse} \quad (\text{II.21})$$

Avec  $P_{Fe\_dents}$  et  $P_{Fe\_culasse}$  la densité massique de pertes fer dans les dents et la culasse statorique.  $M_{iron\_dents}$  et  $M_{iron\_culasse}$  sont respectivement les masses totales des dents et de la culasse statorique.

En considérant une résistivité thermique  $\rho_{Cu}$  du cuivre, prise constante à 30°C, les pertes Joule totales ( $P_{J\_tot}$ ) sont calculées comme étant une fonction du volume de cuivre total ( $V_{Cu\_tot}$ ) et du carré de la densité de courant  $J$  dans les conducteurs (formule II.22).

$$P_{J\_tot} = \rho_{Cu} V_{Cu\_tot} J^2 \quad (II.22)$$

Le tableau II.3 donne les paramètres utilisés dans tous le document pour l'estimation des pertes.

**Tableau II.3.** paramètres utilisés pour le calcul des pertes.

Paramètres	Valeur	Unité
b	1,5	-
c	2,2	-
$f_0$	50	Hz
$B_{Fe0}$	1,5	T
$P_{Fe0}$	2,5	W/kg
$\rho_{Cu}$	$1,6779 \times 10^{-8}$	$\Omega.m$

Le rendement électrique de la machine  $\eta_{elec}$  est également évalué. Ce rendement est estimé en considérant uniquement les pertes fer,  $P_{Fe\_tot}$ , et les pertes Joule  $P_{J\_tot}$  dans la génératrice (les pertes mécaniques, les pertes par frottement visqueux dans l'entrefer et les pertes dans les aimants sont négligées). Ce rendement en génératrice est évalué avec la formule II.23.

$$\eta_{elec} = 1 - \frac{P_{J\_tot} + P_{Fe\_tot}}{\langle T_{EM} \rangle \cdot \Omega} \quad (II.23)$$

### II.2.2.12. Calcul de la force électromotrice

Lorsque la génératrice est entraînée à la vitesse  $\Omega$  (rad/s), les  $ncd$  conducteurs en série par encoche coupent le flux provenant des aimants et engendrent une force électromotrice. Pour un bobinage réparti à pas diamétral à une encoche par pôle et par phase ( $S_{pp}=1$ ), la valeur efficace du 1<sup>ier</sup> harmonique de la force électromotrice peut s'obtenir par l'équation II.24 :

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \times k_{bl} \times \zeta_{3D} \times ncd \times 2p \times S_{pp} \times B_1 \times \Delta R \times R_m \times \Omega \quad (II.24)$$

Avec  $B_1$  la valeur crête de l'amplitude du premier harmonique de l'induction dans l'entrefer. Cette induction est calculée au premier ordre par l'équation II.25 établie en considérant la forme d'onde de l'induction créée par les aimants assimilable à un signal à trois niveaux (ce signal vaut  $+B_{g_{\max}}$  au niveau d'un aimant Nord,  $-B_{g_{\max}}$  au niveau d'un aimant Sud et 0 au niveau des lacunes polaires).

$$B_1 = \frac{4}{\pi} B_{g_{\max}} \sin\left(\beta_m \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.25})$$

Afin d'améliorer la précision de ce calcul et de pouvoir prendre en compte les phénomènes 2D dans l'entrefer,  $B_1$  peut être calculée analytiquement par la résolution par séparation des variables des équations de la magnétostatique en 2D (l'expression de  $B_1$  est développée dans l'annexe II).

Par analogie avec la modélisation de 1<sup>er</sup> ordre, une expression d'un  $B_{g_{\max}}$  équivalent qui tient compte des effets 2D peut être utilisée dans l'équation (II.25). L'expression de cette induction maximale  $B_{g_{\max}}$  équivalente en fonction de la géométrie de la machine est donnée par l'équation (II.26). qui est développée dans l'annexe II. Cette expression prend en compte les fuites de flux inter-polaires en 2D au niveau du premier harmonique de l'induction, et donc de la force électromotrice.

$$B_{g_{\max}} = \frac{2B_r}{(\mu_{rm} + 1)} \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{\pi}{\tau} Z_{hm}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{2\pi}{\tau} \left(\frac{Z_{hm} + Z_g + Z_{g'}}{2}\right)} + \frac{(\mu_{rm} - 1)}{(\mu_{rm} + 1)} \left(e^{-\frac{\pi}{\tau} Z_{hm}} - e^{-\frac{2\pi}{\tau} (Z_g + Z_{g'})}\right)\right)} \cdot e^{-\frac{\pi}{\tau} (Z_g + Z_{g'})} \quad (\text{II.26})$$

### II.2.2.13. Calcul des inductances

Afin d'estimer le facteur de puissance de la machine ou évaluer ses capacités de pilotage et d'adaptation à la tension, il est nécessaire de calculer l'inductance cyclique synchrone de la phase ( $L_s$ ). D'après [Pyr01], l'inductance principale d'une phase se compose de la somme de l'inductance principale d'entrefer ( $\mathbf{L}_g$ ), de l'inductance de fuite dans les encoches ( $\mathbf{L}_{\text{slot}}$ ) (fuites au bord des becs des dents incluses), de l'inductance de fuite dans les têtes de bobines ( $\mathbf{L}_{\text{end}}$ ) de l'inductance de fuite d'inclinaison des encoches.

Dans ces travaux, nous considérons uniquement des machines avec des encoches droites, ceci implique un facteur d'inclinaison des encoches nul. Par conséquent l'inductance de fuite liée à l'inclinaison des encoches est nulle. Bien que le bobinage utilisé dans ce travail soit à pas diamétral à une encoche par pôle et par phase ( $S_{pp}=1$ ), nous introduisons une formalisation matricielle avec des fonctions de bobinage notées ( $\mathbf{W}$ ) et

des fonctions de densité de bobinage dénotées (**D**). Ce type de modélisation généralisé est repris de [Scu02], il permet un calcul direct et simplifié des mutuelles inductances et l'adaptation des procédures de calculs à des bobinages plus complexes. Ainsi, la matrice inductance d'entrefer  $\mathbf{L}_g$ , la matrice inductance de fuites d'encoches  $\mathbf{L}_{slot}$  et la matrice inductance de fuites dans les têtes de bobines  $\mathbf{L}_{end}$  peuvent s'obtenir comme suit :

$$\mathbf{L}_g = C_g^L \cdot \mathbf{W}^T \mathbf{W} \quad (\text{II.27})$$

$$\mathbf{L}_{slot} = C_{slot}^L \cdot \mathbf{D}^T \mathbf{D} \quad (\text{II.28})$$

$$\mathbf{L}_{end} = C_{end}^L \cdot \mathbf{W}^T \mathbf{W} \quad (\text{II.29})$$

Avec  $C_g^L, C_{slot}^L, C_{end}^L$  les coefficients d'inductance d'entrefer, d'inductance de fuites dans les encoches et d'inductance de fuites dans les têtes de bobines.  $\mathbf{W}^T$  et  $\mathbf{D}^T$  sont les matrices transposées des matrices de bobinage et de densité de bobinage  $\mathbf{W}$  et  $\mathbf{D}$ . La matrice de bobinage et la matrice de densité de bobinage utilisée est donnée par l'équation II.30. Ces matrices sont données, à titre d'exemple, uniquement pour un bobinage défini sur 2 pôles ( $p=1$ ) et à une encoche par pôle et par phase ( $S_{pp}=1$ ). En fonction du nombre de pôles de la machine, ces matrices ont  $N_{slot}$  et  $m$  colonnes, pour un bobinage à  $S_{pp}=1$ .

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 0.5 & -0.5 & 0.5 \\ 0.5 & -0.5 & -0.5 \\ 0.5 & 0.5 & -0.5 \\ -0.5 & 0.5 & -0.5 \\ -0.5 & 0.5 & 0.5 \\ -0.5 & -0.5 & 0.5 \end{pmatrix} \quad \mathbf{D} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Le coefficient d'inductance d'entrefer  $C_g^L$  se calcule par la relation (II.31) comme donnée dans [Scu02].

$$C_g^L = 2 \frac{\mu_0}{Z_{m\_hom}} \cdot R_m \cdot \Delta R \times ncd^2 \times \frac{2\pi}{N_{slot}} \quad (\text{II.31})$$

Avec  $ncd$  le nombre de conducteurs en série par encoche et  $N_{slot}$  le nombre total d'encoches de la machine ( $N_{slot} = 2p \cdot m \cdot S_{pp}$ ).

D'après [Fog01] et [Scu02], le coefficient d'inductance de fuites dans les encoches est donné par l'équation (II.32) ci-dessous :

$$C_{slot}^L = \mu_0 n c d^2 \left( \frac{Z_{hs}}{3(1-\beta_t)\tau_s} + \frac{Z_{hb}}{l_{ist}} \right) \times \Delta R \quad (II.32)$$

D'après [Mil01], le coefficient d'inductance de fuites des têtes de bobines est donné pour des têtes de bobines considérées de forme cylindrique par l'équation (II.33):

$$C_{end}^L = \frac{\mu_0 \cdot d \cdot n c d^2}{8} \ln \left( \frac{4d}{d_{gm}} - 2 \right) \quad (II.33)$$

Avec  $d$  le diamètre de la tête de bobine qui vaut  $d = \tau = \pi D_m / (2p)$  pour un bobinage à pas diamétrale à  $S_{pp}=1$ .

Le paramètre  $d_{gm}$  donné dans l'équation (II.33) se calcule, selon [Mil01], comme suit :

$$d_{gm} = 0.447 \sqrt{A_{slot} \times k_f}$$

Avec  $A_{slot}$  la surface d'encoche et  $k_f$  le facteur de remplissage des encoches,  $A_{slot} = Z_{hs} \cdot S_{pp} \cdot (1-\beta_t) \tau_s$ .

La matrice inductance de phase peut alors s'écrire comme ci-dessous :

$$\mathbf{L}_{ph} = \mathbf{L}_g + \mathbf{L}_{slot} + \mathbf{L}_{end} \quad (II.34)$$

La machine étudiée est triphasée et la matrice inductance des phases va contenir les éléments suivants :

$$\mathbf{L}_{ph} = \begin{pmatrix} L_p & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & L_p & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & L_p \end{pmatrix} \quad (II.35)$$

Avec  $M_{12}, M_{13}, M_{21}, M_{23}, M_{31}, M_{32}$  les mutuelles inductances entre les phases statoriques. Les mutuelles entre phases sont égales (phases identiques et sans présence de défaut) :  $M_{12} = M_{13} = M_{21} = M_{23} = M_{31} = M_{32} = M$ . Les éléments de la diagonale de la matrice donnée dans l'équation II.35, représentent l'inductance propre des phases ( $L_p$ ). L'inductance cyclique synchrone ( $L_s$ ) d'une phase se calcule alors comme ci-dessous :

$$L_s = L_p - M \quad (II.36)$$

### II.2.2.14. Calcul du circuit électrique de la phase et du facteur de puissance au point nominal

On considère le cas où les deux stators sont alimentés par deux convertisseurs indépendants. Ces deux convertisseurs sont pilotés de manière identique de façon à ce que la moitié de la puissance de la turbine transite dans chacun des stators.

Le circuit électrique d'une phase de la machine sur un seul stator est représenté par le schéma donné dans la figure II.14, pour une génératrice à aimants permanents à pôles lisses (en convention générateur)

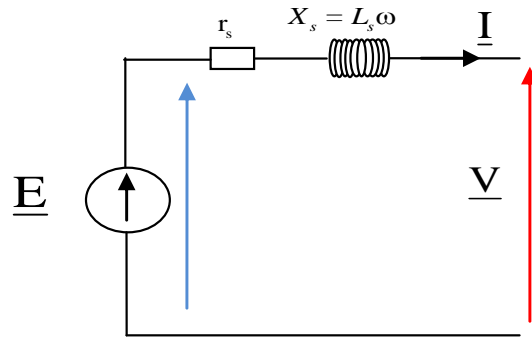


Figure. II.14. schéma électrique d'une phase, la génératrice à pôles lisses.

La résistance statorique de phase  $r_s$  est ici calculée en considérant la géométrie des bobines et une résistivité du cuivre donnée à 30°C. Il est à noter que les têtes de bobines sont considérées assimilables à des demi cercles, nous pouvons alors distinguer deux résistances constituant la résistance de phase, à savoir la résistance du cuivre actif  $r_a$  et la résistance des têtes de bobines  $r_{tb}$ . La résistance statorique de phase vaut dans ce cas  $r_s = r_a + r_{tb}$ . La résistance du cuivre actif d'une phase et du cuivre des têtes de bobines sont données comme :

$$r_a = \rho_{Cu} \frac{l_a}{(k_f \times A_{slot}) / ncd} \quad \text{et} \quad r_{tb} = \rho_{Cu} \frac{l_{tb}}{(k_f \times A_{slot}) / ncd}$$

Avec  $l_a$  la longueur totale des conducteurs actifs par phase de la machine sur un stator ( $l_a = \Delta R \times ncd \times 2p$ ). De la même façon,  $l_{tb}$  est la longueur totale des conducteurs localisés dans les têtes de bobines mis à plat pour une phase et un stator ( $l_{tb} = \frac{1}{2} \pi \cdot \tau \times ncd \times 2p$ ).

A partir du schéma de la figure II.14, il est possible de déduire la tension simple de phase  $V$ , en considérant les deux stators pilotés chacun par un onduleur séparément qui est donnée par :

$$V^2 = (E - r_s I \cos(\psi) - X_s I \sin(\psi))^2 + (X_s I \cos(\psi) - r_s I \sin(\psi))^2 \quad (\text{II.37})$$

A la vitesse nominale  $\Omega_n$  la génératrice est contrôlée à couple maximal avec  $\psi=\pi$  et un courant de phase  $I$  (en valeur efficace) en quadrature avec la force électromotrice  $E$  (en valeur efficace), le facteur de puissance nominal (FP) de la machine à cette vitesse est déduit à partir de la relation II.38.

$$FP(\Omega_n) = \frac{E(\Omega_n) - r_s I}{V(\Omega_n)} \quad (II.38)$$

### II.2.3. Equations de dimensionnement de la machine à aimants permanents à flux radial

Afin de pouvoir comparer les performances de la machine à flux axial à double stator avec une structure à aimants plus conventionnelle, des modèles semblables à ceux utilisés pour le dimensionnement de cette machine à flux axial ont été développés et implémentés pour une machine à AP à flux radial. Pour des raisons de lisibilité de ce document, les développements liés aux modèles utilisés pour le dimensionnement de la machine à AP à flux radial ne sont pas décrits. Toutefois, les équations principales permettant d'obtenir les dimensions géométriques sont présentées dans le tableau II.4. Les grandeurs géométriques utilisées pour modéliser la géométrie de la machine à AP à flux radial sont représentées sur la figure II.7.

**Tableau II.4.** expressions permettant le calcul des dimensions géométriques de la machine à AP à flux radial.

Définition	Symbole	Equation
Epaisseur d'entrefer	$h_g$	$h_g = k_D D_s$ avec $k_D$ un coefficient qui tient compte de la tenue mécanique de la machine ( $k_D=2 \text{ } ^0/_{00}$ ) et $D_s$ le diamètre d'alésage statorique.
Entrefer additionnel de Carter	$h_{g'}$	Même équations que les formules II.10 à II.14. il est à noter que l'entrefer magnétique de la machine à flux radial vaut : $e_m = h_g + \frac{h_m}{\mu_{rm}}$
Hauteur des aimants	$h_m$	$h_m = \frac{\tau}{2\pi} \ln \left( \frac{(\mu_{rm} + 1) B_{g_{\max}} \left( e^{-\frac{\pi}{\tau}(h_g + h_{g'})} - \frac{(\mu_{rm} - 1)}{(\mu_{rm} + 1)} e^{\frac{\pi}{\tau}(h_g + h_{g'})} \right) - 2B_r}{(\mu_{rm} + 1) B_{g_{\max}} \left( e^{\frac{\pi}{\tau}(h_g + h_{g'})} - \frac{(\mu_{rm} - 1)}{(\mu_{rm} + 1)} e^{-\frac{\pi}{\tau}(h_g + h_{g'})} \right) - 2B_r} \right)$
Hauteur d'encoches	$h_s$	$h_s = \frac{A_L}{k_f J (1 - \beta_t)}$
Epaisseur de la culasse statorique	$h_{ys}$	$h_{ys} = \beta_m \frac{\pi R_s B_{g_{\max}}}{2p B_{sat}} + \frac{1}{3} \frac{\mu_0 \mu_{rm} \sqrt{2} A_L \pi^2 R_s^2}{(h_m + \mu_{rm} (h_g + h_{g'})) S_{pp} m p^2 B_{sat}}$
Epaisseur de la culasse rotorique	$h_{yr}$	$h_{yr} \approx h_{ys}$
Ouverture relative des dents	$\beta_t$	$\beta_t = \frac{B_{g_{\max}}}{B_{sat}} + \frac{\mu_0 \mu_{rm} \sqrt{2} A_L \pi R_s}{(h_m + \mu_{rm} (h_g + h_{g'})) S_{pp} m p B_{sat}}$



Rayon d'alésage statorique	$R_s$	$R_s = R_i + h_{yr} + h_m + h_g$
Longueur active de la machine	$L_m$	$L_m = \frac{\langle T_{EM} \rangle}{4\sqrt{2}k_{b1}A_L\zeta_{3D}B_{g_{max}} \sin\left(\beta_m \frac{\pi}{2}\right)  \cos(\psi)  R_s^2}$
Facteur de correction des fuites de flux de bord des aimants	$\zeta_{3D}$	$\zeta_{3D} = 1 - 0,2 \left( \frac{\left( h_{g\_hom} + \frac{h_m}{\mu_{rm}} \right)}{L_m} \right)$
Champ magnétique maximale dans les aimants	$H_{max}$	$ H_{max}  = k_I \frac{\sqrt{2}\pi R_s A_L}{mpS_{pp} \left( h_m + \mu_{rm} (h_g + h_{g'}) \right)} + \frac{(h_g + h_{g'}) B_{g_{max}}}{\mu_0 h_m}$
Rendement électrique	$\eta_{elec}$	$\eta_{elec} = 1 - \frac{P_{J\_tot} + P_{Fe\_tot}}{\langle T_{EM} \rangle \Omega}$

Le calcul du circuit électrique équivalent de la machine à flux radial s'effectue avec le même type de relations que celles données pour la machine à AP à flux axial à double stator. Les équations utilisées sont donnée dans le tableau II.5.

**Tableau II.5.** équations électriques de la génératrice à flux radial.

Définition	Symbole	Equation
Coefficient d'inductance d'entrefer	$C_g^L$	$C_g^L = \frac{\mu_0}{(h_g + h_{g'})} \cdot R_s \cdot L_m \cdot ncd^2 \frac{2\pi}{N_{slot}}$
Coefficient d'inductance de fuites des encoches	$C_{slot}^L$	$C_{slot}^L = \mu_0 ncd^2 \left( \frac{h_s}{3(1-\beta_i)\tau_s} + \frac{h_b}{l_{ist}} \right) \times L_m$
Coefficient d'inductance des têtes de bobines	$C_{end}^L$	$C_{end}^L = \frac{\mu_0 \cdot d \cdot ncd^2}{8} \ln \left( \frac{4d}{d_{gm}} - 2 \right)$
La force électromotrice de phase (valeur efficace du 1 <sup>er</sup> harmonique)	$E_1$	$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} k_{b1} \cdot ncd \cdot \zeta_{3D} \cdot 2p \cdot S_{pp} \cdot B_1 \cdot L_m \cdot R_s \cdot \Omega$
La résistance de phase statorique	$r_s$	$r_s = r_a + r_{tb}$ avec $r_a = \rho_{Cu} \frac{l_a}{(k_f \times A_{slot}) / ncd}$ et $r_{tb} = \rho_{Cu} \frac{l_{tb}}{(k_f \times A_{slot}) / ncd}$
Tension de phase (valeur efficace)	$V$	$V^2 = (E - r_s I \cos(\psi) - X_s I \sin(\psi))^2 + (X_s I \cos(\psi) - r_s I \sin(\psi))^2$
Le facteur de puissance à la vitesse nominale $\Omega_n$ et pour une charge nominale en courant	FP	$FP(\Omega_n) = \frac{E(\Omega_n) - r_s I}{V(\Omega_n)}$

## **II.3. Modélisation thermique**

La modélisation thermique est importante dans la mesure où dans une machine électrique, les dissipations d'énergie liées aux pertes peuvent conduire à des niveaux de températures pouvant être destructeur pour les matériaux de la machine (par exemple les isolants des conducteurs). Par conséquent, la modélisation thermique est déterminante lors d'un processus de conception de machines électriques. Le comportement thermique de la structure conditionne le choix de la charge linéique de courant, de la densité de courant dans les conducteurs, des classes d'isolants et le dimensionnement du système de refroidissement.

Cette partie présente un modèle thermique de la machine à flux axial étudiée en régime permanent établi sous forme de réseau de résistances thermiques. Si l'on se place en régime établi et que l'on considère que les seules sources thermiques sont assimilables aux pertes moyennes sur un cycle électrique au stator (pertes fer et Joule), le domaine d'étude pour le problème thermique présente une périodicité spatiale égale à un pas d'encoche (largeur d'une encoche et d'une dent).

C'est pourquoi, dans un premier temps, la modélisation des transferts thermiques d'une portion du stator définie sous une largeur d'encoche et puis sous une largeur de dent sont décrites. Par la suite ces modèles sous les largeurs d'encoche et de dent sont couplés et complétés pour tenir compte des transferts entre encoche et dent. Des calculs numériques des températures par EF sous FEMM sont finalement effectués afin de valider le modèle développé.

### **II.3.1. Modèle thermique 1D**

Pour établir le modèle thermique on considère des transferts de chaleur par conduction et convection en régime permanent. On supposera premièrement, que les flux thermiques générés par les encoches et ceux générés par les dents s'échappent directement et axialement vers les surfaces de convections latérales (entrefer et surfaces extérieures latérale des culasses). Par conséquent, dans ce modèle 1D les échanges de chaleur entre les dents et les encoches ne sont pas pris en compte. Ceci permet donc de traiter indépendamment les échanges thermiques sous une largeur d'encoche et ceux sous une largeur de dent et d'établir ainsi deux schémas thermiques indépendants. Cette hypothèse très forte sera modifiée dans la deuxième partie en introduisant un modèle incluant les échanges dents/encoches d'une portion statorique définie sous la largeur d'un pas dentaire.

### II.3.1.1. Modélisation du transfert thermique d'une portion de machine définie sous une largeur d'encoche

Considérons l'échange thermique ayant lieu au niveau d'une largeur d'encoche, afin de construire un schéma électrique équivalent. Les éléments de ce schéma sont des résistances thermiques et des sources de chaleurs qui sont liées aux pertes dans le cuivre et dans le fer. Les résistances thermiques sont calculées en fonction de la géométrie et de la disposition spatiale des matériaux par rapport au flux thermique, comme illustré sur la figure II.15.

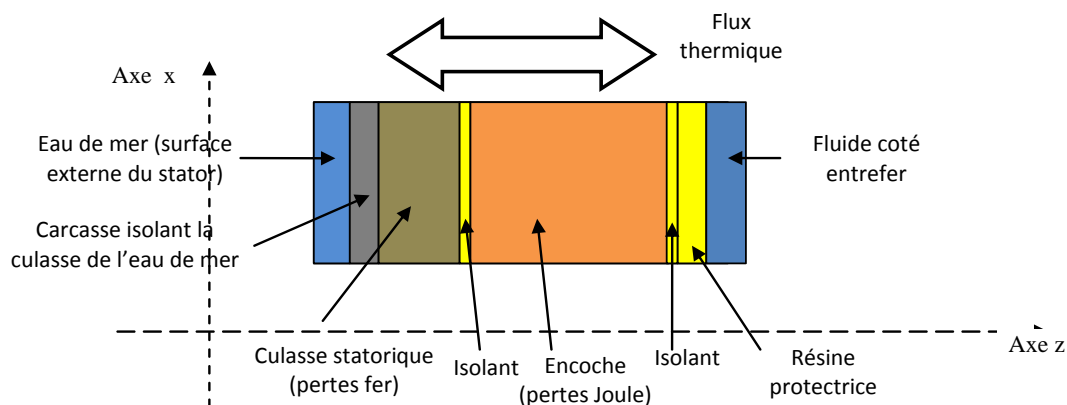


Figure II.15. représentation des matériaux sujets à des flux thermiques sur une portion statorique définie sous une largeur d'encoche.

Concernant la modélisation thermique relative à la disposition du matériau par au flux thermique, la portion statorique d'une machine à flux axial est assimilable à la configuration illustrée par la figure II.16 [Mel01]. Cette figure montre la modélisation thermique d'une portion annulaire d'un matériau de largeur angulaire  $\alpha$ , dont  $\lambda_{cond}$  est la conductivité thermique. Si cette portion de matière est sujette à des pertes  $P_{heat}$ , un flux thermique va être généré et sera modélisé suivant chaque direction dans l'espace par un réseau de trois résistances thermiques (structure en T) reliées à la source thermique. La modélisation du transfert thermique suivant la direction axiale (z) pour un matériau donné (figure II.16a) est représentée sur la figure II.16b.

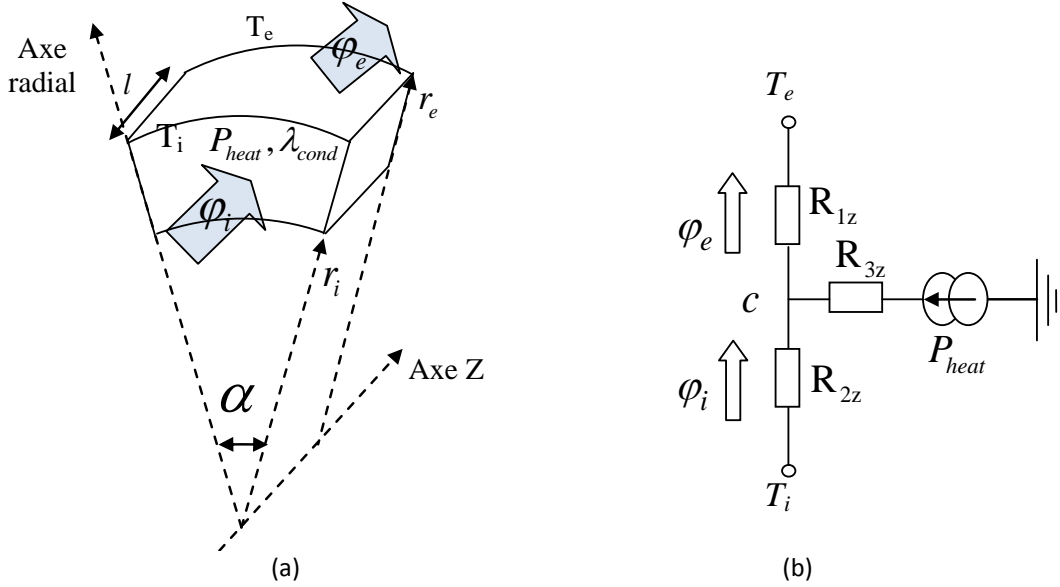


Figure. II.16. représentation (à gauche (a)) et modélisation (schéma en T à droite (b)) d'un transfert thermique avec source interne et échange thermique axial.

En considérant un transfert de chaleur unidirectionnel suivant la direction  $z$ , les expressions des résistances thermiques axiales sont données comme suit selon [Mel01], [Ros01].

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{1z} = \frac{l}{\lambda_{cond} \alpha (r_e^2 - r_i^2)} \\ R_{2z} = \frac{l}{\lambda_{cond} \alpha (r_e^2 - r_i^2)} \\ R_{3z} = \frac{-l}{3\lambda_{cond} \alpha (r_e^2 - r_i^2)} \end{array} \right. \quad (II.39)$$

Pour un coefficient de convection  $h_{conv}$  et une surface d'échange convective  $S_{conv}$ , les résistances thermiques modélisant la convection sont calculées comme suit :

$$R_{conv} = \frac{1}{h_{conv} S_{conv}} \quad (II.40)$$

Le comportement thermique des surfaces de contacts dû à l'assemblage des différentes pièces de la machine peuvent être modélisées par des résistances thermiques de contacts aux interfaces entre les matériaux. Ces dernières sont relevées, généralement, de manière expérimentales et sont liées à la nature des matériaux utilisés et à la technologie de mise en pression employée lors du processus d'assemblage. La façon la plus intuitive de calculer ces résistances de contacts est de considérer une résistance thermique de conduction pour une couche équivalente d'air d'épaisseur  $e'$  (cette valeur  $e'$  est liée à la pression d'assemblage et aux types de matériaux utilisés)

[Ask01]. Dans [Ber01], on trouve un ordre de grandeur pour la valeur de ces résistances de contacts, celles-ci sont explicitées dans le tableau II.6.

**Tableau II.6.** résistances thermiques de contacts, ordre de grandeurs [Ber01].

Résistance de contact culasse (fer) / carcasse (tuyère en Aluminium)	de $5.376 \cdot 10^{-4}$ à $2.8 \cdot 10^{-3}$	$K.m^2/W$
Résistance de contact dent (fer) / isolant (résine ou polymère)	de $9.09 \cdot 10^{-4}$ à $6.7 \cdot 10^{-3}$	$K.m^2/W$

En connaissant la résistance thermique de contact entre deux matériaux solides ( $r_{\text{contact}}$ ) donnée pour unité de surface en  $m^2$ , on peut en déduire sa valeur pour une surface de contact donnée  $S_{\text{contact}}$ . Ce calcul est donné par la relation II.41 :

$$R_{\text{contact}} = \frac{r_{\text{contact}}}{S_{\text{contact}}} \quad (\text{II.41})$$

### 3) Estimation du coefficient de convection sur la surface extérieure du stator

La connaissance des coefficients de convection passe par la détermination du nombre de Nusselt moyen caractérisant l'écoulement sur une paroi de géométrie donnée. Ce nombre adimensionnel est considéré ici comme insensible aux conditions de température sur la paroi. Cette hypothèse est a priori justifiée dans notre cas d'étude, car l'écoulement est turbulent à Reynolds (Re) élevé et le nombre de Prandtl est proche de l'unité [Ber01] (convection forcée). De plus, on néglige dans cette première approche la convection naturelle due à la variation de la masse volumique du fluide se situant entre la paroi (surface de convection) et le milieu ambiant (cas de l'eau de mer à l'extérieur de la carène). D'après [Ber01], le nombre de Nusselt moyen pour une convection forcée peut être exprimé sous forme d'une équation générale en fonction du Reynolds (Re) et du nombre de Prandtl (Pr) comme donné ci dessous.

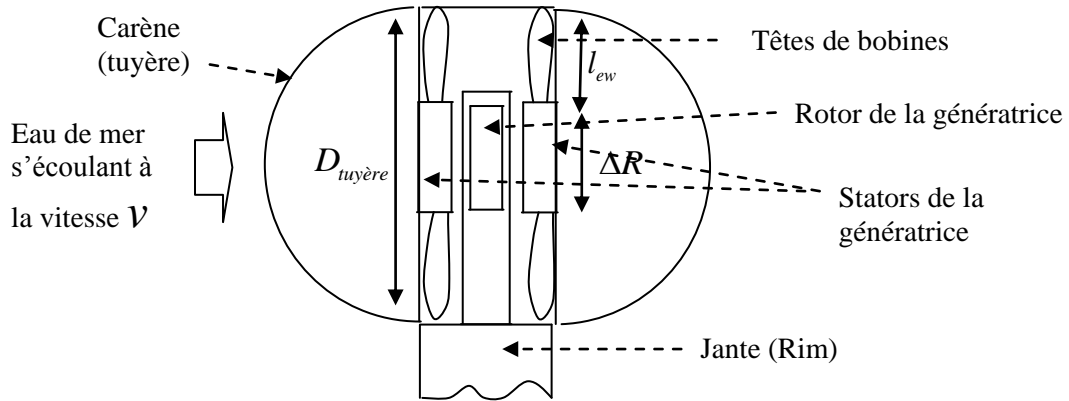
$$\overline{Nu} = c.Re^m . Pr^n \quad (\text{II.42})$$

Ou c, m, n sont des coefficients corrélés expérimentalement ou par calculs numériques pour une géométrie donnée et un régime d'écoulement considéré.

Afin de déterminer ce coefficient de convection forcée entre la carène et l'eau de mer externe, une tuyère de forme cylindrique de diamètre  $D_{\text{tuyère}}$  est considéré. En effet sans une connaissance précise de la carène (disposition, géométrie et matériaux), il est difficile d'effectuer une approximation du coefficient de convection et de la résistance thermique de la carène.

Avec cette hypothèse sur la tuyère,  $D_{\text{tuyère}} \approx \Delta R + 2L_{ew}$  et la direction de l'écoulement de l'eau de mer est supposée perpendiculaire à la paroi de la carène, cette considération sur

la géométrie de la carène est illustrée sur la figure II.17. De plus, on supposera les culasses statoriques de la génératrice collées à une carène métallique pleine. La résistance thermique de la carène est donc estimée en considérant cette géométrie. Cette géométrie simplifiée se rapproche des carènes profilées qui sont utilisées dans les projets industriels.



**Figure. II.17.** insertion des stators dans une tuyère cylindrique.

En considérant cette forme de carène, l'expression du nombre de Reynolds est donnée par l'équation II.43 :

$$Re = \frac{vD_{tuyère}}{\nu_c} \tag{II.43}$$

L'expression du nombre de Prandtl est donnée par l'équation (II.44) :

$$Pr = \frac{\nu_c}{a} \tag{II.44}$$

$$\text{Où } \nu_c = \frac{\nu_d}{\rho_{eau}} \tag{II.45}$$

$$\text{et } a = \frac{\lambda_{eau}}{\rho_{eau} C^p} \tag{II.46}$$

Avec :

$v$  : la vitesse du courant de marée en  $m.s^{-1}$ ;

$\nu_c$  : la viscosité cinématique de l'eau ( $m^2.s^{-1}$ );

$\nu_d$  : la viscosité dynamique de l'eau( $Pa.s$ );

$\rho_{eau}$  : la masse volumique de l'eau ( $kg.m^{-3}$ );

$a$  : la diffusivité thermique de l'eau( $m^2.s^{-1}$ ) ;

$C^p$  : la capacité thermique massique à pression constante de l'eau ( $J.kg.K^{-1}$ ).

Connaissant le nombre de Reynolds et le nombre de Prandtl, il devient possible d'estimer le nombre de Nusselt moyen avec la formule (II.47), qui est établie pour un cylindre très long à Reynolds compris entre  $10 < Re < 10^5$  et un nombre de Prandtl compris entre  $0.67 < Pr < 300$  :

$$\overline{Nu}_{ext} = (0.4.Re^{0.5} + 0.06.Re^{2/3})Pr^{0.4} \quad (II.47)$$

Le coefficient de convection entre la surface externe de la carène et l'eau de mer  $\bar{h}_{ext}$  est calculé en connaissant le nombre de Nusselt moyenné sur la surface de la paroi convective de la carène  $\overline{Nu}_{ext}$ , celui-ci est donné pour le cas de cette paroi cylindrique de diamètre  $D_{tuyère}$  et pour une conductivité thermique  $\lambda_{eau}$  de l'eau de mer à 30°C, par la formule II.48 :

$$\bar{h}_{ext} = \frac{\overline{Nu}_{ext} \lambda_{eau}}{D_{tuyère}} \quad (II.48)$$

#### **4) Estimation du coefficient de convection dans l'entrefer**

Pour calculer le coefficient de convection moyen dans l'entrefer, on posera un certain nombre d'hypothèses. D'abord, on considère les vitesses de fluide selon les directions radiale et axiale nulles. Seule la vitesse tangentielle due à la rotation de la turbine est prise en compte.

$$v_t = N \frac{2\pi R_m}{60} \quad (II.49)$$

Avec  $N$  la vitesse de rotation nominale (en tr/min) de l'ensemble génératrice/turbine. La référence [Ber01] donne une formulation obtenue par des relevés expérimentaux du Nusselt pour une convection forcée. Elle est donnée dans le cas d'un disque plein tournant devant un autre disque plein (ce qui correspond à une configuration proche de celle d'un entrefer d'une machine à flux axial). Cependant, cette formulation peut difficilement être appliquée dans notre cas car l'épaisseur radiale des disques est faible et la courbure est négligeable. La configuration de l'écoulement dans l'entrefer de la machine à flux axial est a priori plus proche du cas d'une plaque rectangulaire qui évoluerait en face d'une autre plaque fixée et disposée verticalement. La référence [And01] propose une corrélation du nombre de Nusselt dans un cas proche de cette configuration (formule II.51). Elle est obtenue pour une paroi verticale en mouvement à vitesse constante face à une autre paroi fixe et parallèle. Cette dernière paroi est le siège d'un flux thermique constant. Cette corrélation n'a cependant été vérifiée que pour de l'air et pour un nombre de Reynolds  $Re$  inférieur à  $1.32.10^4$ . A défaut de trouver d'autres formulations dans la littérature, validées pour un Reynolds supérieur à  $10^5$  et pour des

configurations de l'écoulement proches de la configuration de l'entrefer de notre machine, nous retiendrons la formule présentée dans [And01] pour estimer le coefficient de convection forcée au niveau de l'entrefer. Il est à noter que dans notre cas, nous sommes en présence de valeurs très élevées du nombre de Reynolds (supérieurs à  $10^5$ ), l'écoulement est donc plus turbulent, ce qui peut laisser supposer une convection forcée plus importante que pour le modèle donné dans [And01]. Les calculs menés en utilisant cette formule conduiront donc 'a priori' à une sous estimation des températures (le modèle est a priori pessimiste), à cause de la sous estimation de la valeur du Nusselt.

Le coefficient de Reynolds caractéristique de l'écoulement dans l'entrefer de la machine se calcule comme suit :

$$Re = \frac{v_t Z_{g\_mec}}{v_c} \quad (II.50)$$

Le nombre de Nusselt moyen peut être estimé avec la formule suivante issue de [And01] :

$$\overline{Nu}_{ent} = 0.024 Re^{0.68} \quad (II.51)$$

Le coefficient de convection dans l'entrefer  $\overline{h}_{ent}$  vaut dans ce cas :

$$\overline{h}_{ent} = \frac{\overline{Nu}_{ent} \lambda_{eau}}{Z_{g\_mec}} \quad (II.52)$$

### 5) **Calcul des termes liés aux sources thermiques**

Le cuivre dans les encoches est le siège de pertes Joule qui sont représentées par une source thermique  $P_{slot}$  dans le schéma de la figure II.18. Ces dissipations sont calculées de manière classique en connaissant le volume de cuivre dans l'encoche ( $V_{Cu/slot}$ ) et la densité de courant  $J$  imposée dans ce dernier selon la formule (II.53):

$$P_{slot} = \rho_{Cu} \cdot V_{Cu/slot} J^2 \quad (II.53)$$

$$\text{Avec : } V_{Cu/slot} = k_f \cdot R_m \cdot \Delta R \cdot Z_{hs} \frac{2\pi(1-\beta_t)}{2p.m.S_{pp}}$$

Les pertes fer dans les dents et les culasses statoriques peuvent se calculer en multipliant les pertes spécifiques massiques des tôles par les masses des dents et des culasses. Ainsi dans une dent ces pertes fer se calculent comme suit :

$$P_{Fe\_dent} = P_{Fe} \times M_{dent} \quad (II.54)$$



Avec  $M_{dent}$  la masse du fer magnétique dans une dent, qui vaut :

$$\begin{cases} M_{dent} = V_{dent} \times \rho_{v\_iron} \\ V_{dent} = Z_{hs} \cdot \Delta R \cdot R_m \cdot \frac{2\pi \times \beta_t}{2p \cdot m \cdot S_{pp}} + Z_{hb} \cdot \Delta R \cdot R_m \cdot \frac{2\pi \times (\beta_t + \rho_{ouv\_slot} (1 - \beta_t))}{2p \cdot m \cdot S_{pp}} \end{cases}$$

Les pertes fer sur la culasse au dessus d'une dent sont calculées de la même manière et sont données comme ci-dessous :

$$P_{Fe\_culasse\_dent} = P_{Fe} \times M_{culasse\_dent} \quad (II.55)$$

Avec  $M_{culasse\_dent}$ , la masse de la portion de culasse au dessus d'une dent.:

$$\begin{cases} M_{culasse\_dent} = V_{culasse\_dent} \times \rho_{v\_iron} \\ V_{culasse\_dent} = Z_Y \cdot \Delta R \cdot R_m \cdot \frac{2\pi \times \beta_t}{2p \cdot m \cdot S_{pp}} \end{cases}$$

De la même manière, les pertes fer dans une portion de culasse au dessus d'une encoche sont calculées comme suit :

$$P_{Fe\_culasse\_slot} = P_{Fe} \times M_{culasse\_slot} \quad (II.56)$$

Avec  $M_{culasse\_slot}$ , la masse de la portion de culasse au dessus d'une encoche. Elle est donnée par :

$$\begin{cases} M_{culasse\_slot} = V_{culasse\_slot} \times \rho_{v\_iron} \\ V_{culasse\_slot} = Z_Y \cdot \Delta R \cdot R_m \cdot \frac{2\pi \times (1 - \beta_t)}{2p \cdot m \cdot S_{pp}} \end{cases}$$

Ces pertes fer dans les dents et culasses sont représentées dans les schémas des figures II.18, II.20 et II.22 par les sources notées  $P_{Fe\_dent}$ ,  $P_{Fe\_culasse\_dent}$ ,  $P_{Fe\_culasse\_slot}$ .

## 6) Estimation des coefficients de conduction

Les valeurs des coefficients de conduction et des masses volumiques des matériaux considérés sont données sur le tableau II.8. Dans les encoches, les conducteurs sont noyés dans un isolant lors de l'imprégnation, ce qui rend le milieu hétérogène. En considérant des hypothèses sur la forme géométrique des conducteurs, leurs dimensions et leurs répartitions dans l'encoche, il est possible de calculer le coefficient de conduction équivalent dans l'encoche via des expressions analytiques simples. Plusieurs auteurs présentent des formules pour estimer ce coefficient de conduction

équivalent dans une encoche en fonction du facteur de remplissage ( $k_f$ ) [Roh01] [Fan01] [Ido01]. D'après [Mel01], le coefficient de conduction thermique équivalent dans l'encoche est 2 à 3 fois plus élevé que le coefficient de conduction dans l'isolant. Selon [Che01], le coefficient de conduction thermique ( $\lambda_{eq}$ ) peut être théoriquement estimé par la formule II.57 en considérant des conducteurs carrés avec une disposition régulière dans l'encoche. C'est Cette formule que nous utiliserons dans notre modèle.

$$\lambda_{eq} = \lambda_{iso} \left( 1 - \gamma + \frac{\gamma}{(1 - \gamma)} \right) \quad (II.57)$$

$$\text{Avec } \gamma = 2 \frac{k_f}{(1 + k_f)}$$

### 7) Estimation de l'ordre de grandeur des coefficients de convection

A titre d'exemple, on considère la machine donnée dans [Dje02], qui est une machine à flux axial à double stator dimensionnée pour un cahier des charges d'hydrolienne Rim-Driven de grande puissance (les dimensions de cette génératrice sont données dans l'annexe V). On considère également que cette génératrice est insérée dans une tuyère cylindrique (comme décrit précédemment). Cette génératrice donnée dans [Dje02] va servir de test pour le modèle thermique développé dans cette partie du chapitre. A partir de la géométrie de cette génératrice et de son point de fonctionnement nominal, il est possible de déterminer les grandeurs hydrodynamiques qui permettent le calcul des coefficients de convections. Ces grandeurs sont donnés dans le tableau II.7.

**Tableau II.7.** grandeurs hydrodynamiques retenus pour l'AFPM à double stator dimensionnée pour une hydrolienne Rim-Driven dans [Dje02].

Diamètre de la tuyère	$D_{tuyère}$	13.9	cm
Vitesse de marée	$v$	2,5	$m.s^{-1}$
Viscosité cinématique de l'eau de mer à 30°C	$\nu_c$	$0,803.10^{-6}$	$m^2.s^{-1}$
Coefficient de diffusivité	$\alpha$	$1.49.10^{-7}$	$m^2.s^{-1}$
Masse volumique de l'eau de mer à 30°C	$\rho_{eau}$	995,6	$kg.m^{-3}$
Capacité thermique massique de l'eau de mer	$C^p$	4170	$J.kg^{-1}.K^{-1}$
Coefficient de viscosité dynamique de l'eau de mer à 30°C	$\nu_d$	$799.10^{-6}$	Pa.s
Conductivité thermique de l'eau de mer	$\lambda_{eau}$	0.618	$W.m^{-1}.K^{-1}$
Nombre de Prandtl	Pr	5.39	-
Nombre de Reynolds	Re	$4.32.10^5$	-

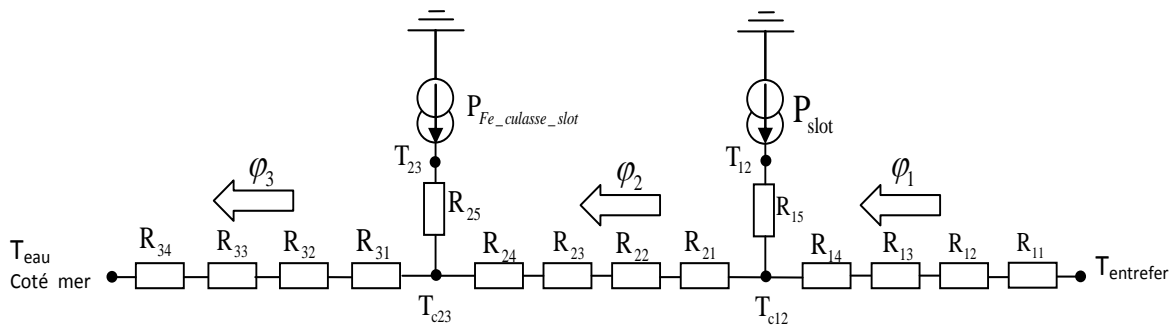
Une estimation des coefficients de convection sur la carène et dans l'entrefer pour ces conditions d'écoulement est également donnée dans le tableau II.8. Ces valeurs sont obtenues par la méthode décrite précédemment. Elles permettent de montrer l'ordre de grandeur des valeurs des coefficients de convection susceptibles d'être obtenus pour une génératrice immergée dans l'eau.

**Tableau II.8.** coefficients de conduction et de convection et masses volumiques des matériaux utilisés (donnés à 30°C).

Masse volumique du cuivre	$\rho_{v\_copper}$	8960	Kg. m <sup>-3</sup>
Masse volumique du fer	$\rho_{v\_iron}$	7700	Kg. m <sup>-3</sup>
Conductivité thermique du matériau ferromagnétique	$\lambda_{iron}$	25	W.K <sup>-1</sup> .m <sup>-1</sup>
Conductivité thermique de la carcasse tuyère (hypothèse Aluminium)	$\lambda_{car}$	182	W.K <sup>-1</sup> .m <sup>-1</sup>
Conductivité thermique de l'isolant	$\lambda_{iso}$	0,2	W.K <sup>-1</sup> .m <sup>-1</sup>
Conductivité thermique équivalente dans l'encoche	$\lambda_{eq}$	0,8	W.K <sup>-1</sup> .m <sup>-1</sup>
Coefficient d'échange convectif dans l'entrefer (hypothèse d'un entrefer immergé dans l'eau de mer)	$h_{ent}$	4,07.10 <sup>3</sup>	W.K <sup>-1</sup> .m <sup>-2</sup>
Coefficient d'échange convectif avec l'extérieur (eau de mer)	$h_{ext}$	5,04.10 <sup>3</sup>	W.K <sup>-1</sup> .m <sup>-2</sup>

**8) Système d'équations issu du modèle établi pour une portion de machine définie sous une largeur d'encoche**

Connaissant la nature et la géométrie des matériaux qui sont le siège d'une conduction de chaleur sous une largeur d'encoche, on peut établir le schéma équivalent de la figure II.18 (la signification des résistances thermiques de ce schéma est donnée en annexe VI).



**Figure. II.18.** circuit équivalent représentant le transfert de chaleur sur une portion du stator définie sous une largeur d'encoche, la signification des éléments sur ce schéma est donnée en annexe VI.

A partir du schéma de la figure II.18 un système d'équations linéaires peut être établi. Ces équations sont écrites sous forme d'un système matriciel (relation II.58), l'inversion de cette matrice permet de calculer les températures au niveau des différents matériaux et les flux thermiques les traversant.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & R_1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_3 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{c12} \\ T_{c23} \\ T_{12} \\ T_{23} \\ \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{entrefer} \\ 0 \\ T_{eau} \\ -R_{15}P_{slot} \\ -R_{25}P_{Fe\_culasse\_slot} \\ P_{slot} \\ P_{Fe\_culasse\_slot} \end{bmatrix} \tag{II.58}$$

Avec :

$$\begin{cases} R_1 = R_{11} + R_{12} + R_{13} + R_{14} \\ R_2 = R_{21} + R_{22} + R_{23} + R_{24} \\ R_3 = R_{31} + R_{32} + R_{33} + R_{34} \end{cases} \quad (II.59)$$

**9) Températures calculées dans une portion de machine définie sous une largeur d'encoche**

Le modèle thermique décrit précédemment sous une largeur d'encoche est utilisé pour calculer les températures de la machine décrite dans [Dje02]. Le tableau II.9 suivant présente les températures moyennes dans les différents matériaux parcouru par un flux thermique généré dans une portion du stator définie sous une largeur d'encoche. Les températures moyennes dans les matériaux sont définies comme suit :

$$\begin{cases} T_{21} = (T_2 + T_1)/2 \\ T_{32} = (T_3 + T_2)/2 \\ T_b = (T_{c12} + T_{12})/2 \\ T_{54} = (T_5 + T_4)/2 \\ T_{culasse} = (T_{c23} + T_{23})/2 \end{cases} \quad (II.60)$$

**Tableau II.9.** températures calculées par le modèle 1D défini sous une largeur d'encoche.

Température du fluide fixée du coté entrefer (le fluide est ici de l'eau)	$T_{entrefer}$	30	°C
Température moyenne de la résine	$T_{21}$	40,7	°C
Température moyenne de l'isolant coté résine	$T_{32}$	51,4	°C
Température moyenne du bobinage	$T_b$	<b>117,5</b>	°C
Température moyenne de l'isolant coté culasse	$T_{54}$	43,5	°C
Température interface isolant/ culasse coté isolant	$T_5$	42,3	°C
Température interface isolant/ culasse coté culasse	$T_6$	37,6	°C
Température moyenne culasse	$T_{culasse}$	36,8	°C
Température interface culasse/carcasse coté culasse	$T_7$	36,0	°C
Température interface culasse/carcasse coté carcasse	$T_8$	32,8	°C
Température moyenne carcasse	$T_{car}$	31,9	°C
Température de l'eau coté mer	$T_{eau}$	30	°C

La température maximale calculée dans le bobinage est ici de 117°C (en gras sur le tableau II.9).

### II.3.1.2. Modélisation du transfert thermique sur une portion du stator définie sous une largeur de dent

On propose, dans cette partie, de définir un modèle thermique pour une portion du stator définie sous une largeur de dent. De la même façon que pour l'étude sous une largeur d'encoche, on va construire un schéma équivalent constitué de résistances thermiques et de sources de chaleurs dues aux pertes dans la dent et la portion de culasse magnétique au dessus de la dent. Ces résistances thermiques sont calculées en fonction de la géométrie et de la disposition spatiale des matériaux constituant une portion du stator définie sous une largeur de dent de la même manière que dans l'étude précédente. Les matériaux constituant cette portion du stator sont montrés sur la figure II.19.

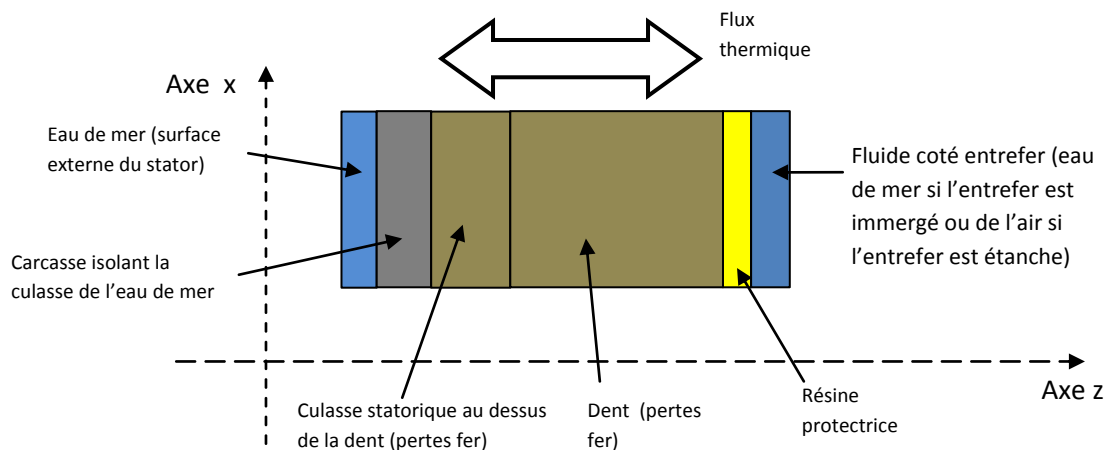


Figure. II.19. représentation des matériaux sujets à des flux thermiques sur une portion du stator définie sous une largeur de dent.

Le modèle est constitué d'un circuit thermique comportant des résistances thermiques de conduction et de convection qui est présenté sur le schéma de la figure II.20. La signification des différents éléments de ce circuit est donnée en annexe VI.

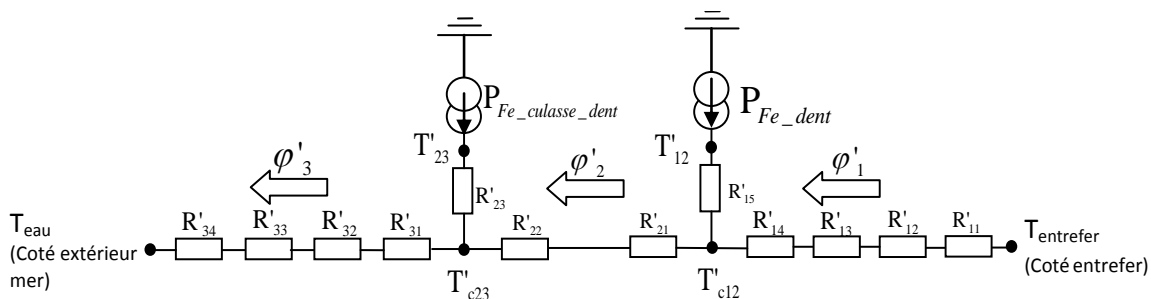


Figure. II.20. schéma équivalent modélisant les transferts thermiques dans une portion du stator définie sous une largeur de dent.

**10) Système d'équations du modèle thermique établi pour une portion de machine définie sous une largeur de dent**

Pour calculer les températures au niveau des différents matériaux constituant la dent et la portion de culasse au dessus de la dent on va résoudre le système matriciel suivant, qui est issu du schéma de la figure II.20.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & R'_1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & R'_2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R'_3 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T'_{c12} \\ T'_{c23} \\ T'_{12} \\ T'_{23} \\ \varphi'_1 \\ \varphi'_2 \\ \varphi'_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{\text{entrefer}} \\ 0 \\ T_{\text{eau}} \\ -R'_{15} P_{Fe\_dent} \\ -R'_{23} P_{Fe\_culasse\_dent} \\ P_{Fe\_dent} \\ P_{Fe\_culasse\_dent} \end{bmatrix} \quad (II.61)$$

Avec :

$$\begin{cases} R'_1 = R'_{11} + R'_{12} + R'_{13} + R'_{14} \\ R'_2 = R'_{21} + R'_{22} \\ R'_3 = R'_{31} + R'_{32} + R'_{33} + R'_{34} \end{cases} \quad (II.62)$$

Les coefficients de convection et de conduction dans le fer et les isolants sont identiques à ceux établis pour évaluer les éléments du schéma de la figure II.18 étudié précédemment (calcul sous une encoche).

**11) Températures calculées pour une portion du stator définie sous une largeur de dent**

Le tableau II.10 représente les températures moyennes calculées par le modèle thermique établi pour une portion du stator définie sous une largeur dentaire. Le calcul des températures dans cette portion « dentaire » est effectué pour la machine décrite dans [Dje02] comme précédemment.

**Tableau II.10.** températures calculées par le modèle 1D défini sous une largeur de dent.

Température de l'eau coté entrefer (fixée dans le cahier des charges)	$T_{\text{eau}}$	30	°C
Température moyenne de la résine	$T'_{21}$	30,2	°C
Température interface isolant/dent coté isolant	$T'_2$	30,4	°C
Température interface isolant/dent coté dent	$T'_3$	30,5	°C
Température moyenne de la dent	$T_d$	31	°C
Température moyenne culasse	$T'_{\text{culasse}}$	30,4	°C
Température interface culasse/carcasse coté culasse	$T'_5$	30,4	°C
Température interface culasse/carcasse coté carcasse	$T'_6$	30,2	°C
Température moyenne carcasse	$T'_{\text{car}}$	30,1	°C
Température de l'eau coté mer	$T_{\text{eau}}$	30	°C

Avec :

$$\begin{cases} T'_{21} = (T'_2 + T'_1)/2 \\ T'_{32} = (T'_3 + T'_2)/2 \\ T'_d = (T'_{c12} + T'_{12})/2 \\ T'_{culasse} = (T'_{c23} + T'_{23})/2 \\ T'_{car} = (T'_7 + T'_6)/2 \end{cases} \quad (II.63)$$

La température maximale dans la portion dentaire étudiée est de 31°C. Si l'on met en relation les résultats des tableaux II.10 et du tableau II.9 (calcul au niveau d'une encoche), on constate une différence de température importante entre la paroi coté dent et la paroi de l'isolant coté encoche. Ceci démontre donc que l'hypothèse consistant à négliger les transferts de chaleur entre la dent et l'encoche n'est pas réaliste. En effet, comme le niveau des pertes dans la dent est faible par rapport à l'encoche, un flux thermique non négligeable va s'évacuer de l'encoche vers les milieux externes à travers la dent. La dent va donc contribuer significativement au refroidissement de l'encoche dans ce cas de figure. Par conséquent, l'évolution de ce modèle vers un modèle tenant compte de ces échanges thermiques entre dents et encoches va être considéré par la suite. Ce nouveau modèle permettra d'obtenir une prédiction plus réaliste de la température maximale dans l'encoche.

### **II.3.2. Modèle thermique 2D**

L'étude menée dans le paragraphe précédent a démontré la nécessité de prendre en compte les échanges encoches/dents. Nous proposons donc dans cette partie de compléter le modèle précédent en incluant un échange de flux thermique orthoradial (entre encoche et dent). Plusieurs auteurs optent pour ce type de démarche (par exemple [Bar01] et [Chi01]) pour construire un modèle thermique uniquement sur un pas dentaire. On va donc construire un schéma thermique sous forme de réseau de résistances thermiques équivalentes, comme cela a été fait précédemment. Pour mettre au point ce modèle 2D, une branche est ajoutée afin de modéliser les transferts thermiques orthoradiaux. Cette branche permet de relier les deux schémas précédents (figure II.18 et figure II.20) qui représentaient les transferts thermiques dans une portion dentaire et une portion d'encoche séparément. La figure II.21 montre le domaine d'étude considéré dans le modèle 2D. Le schéma des résistances thermiques correspondant à ce domaine est représenté sur la figure II.22.

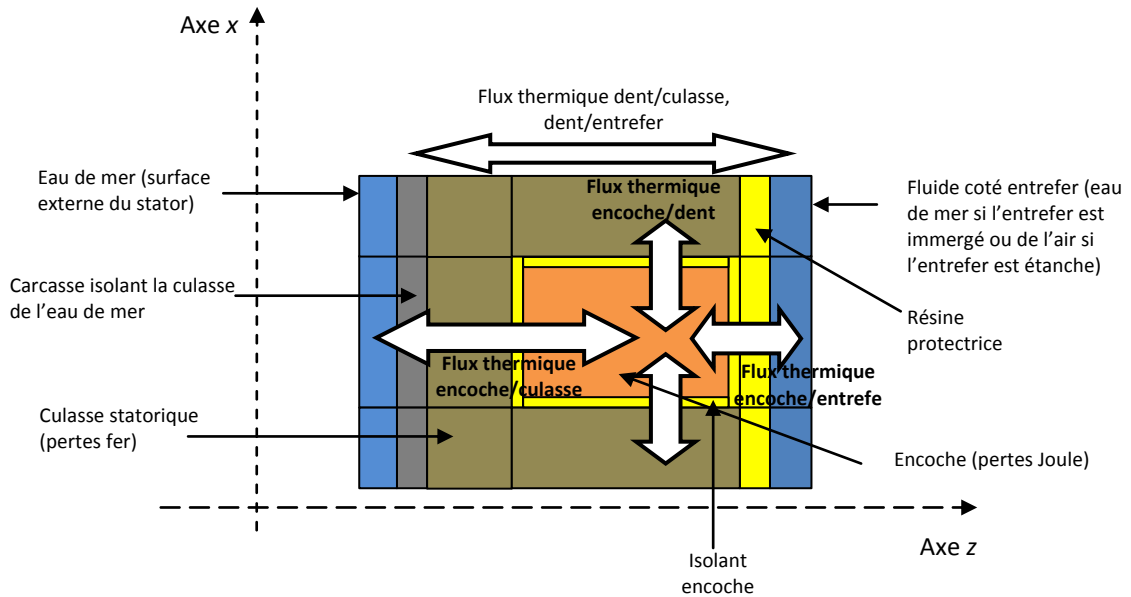


Figure. II.21. représentation des matériaux sujets à des flux thermiques dans une portion du stator définie sous une largeur de pas dentaire (encoche et 2 demi dents)

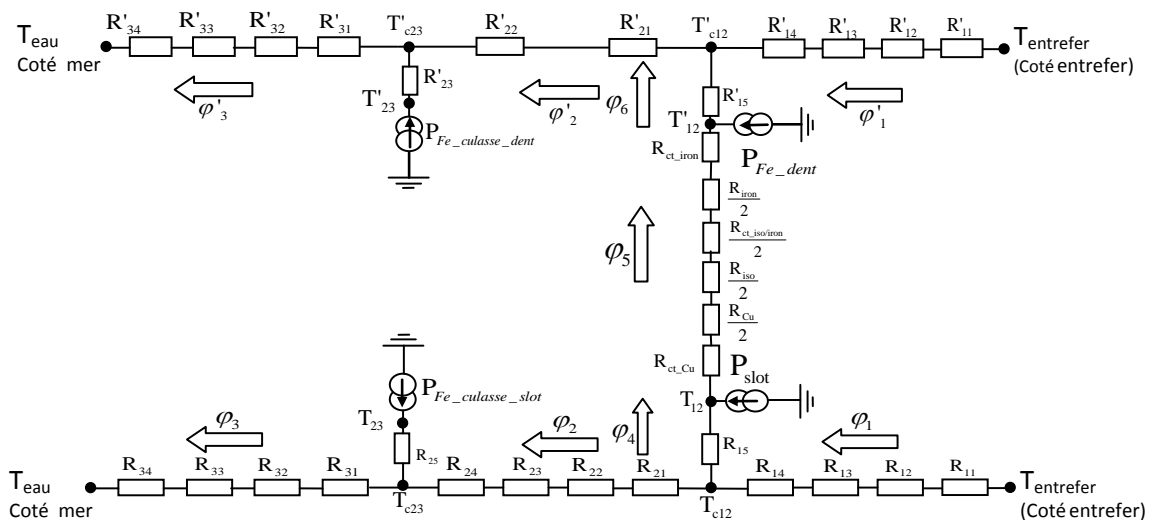


Figure. II.22. schéma par résistances thermiques modélisant les transferts dans une portion du stator définie sur un pas dentaire.

### II.3.2.1. Calcul des résistances thermiques de la branche modélisant le transfert encoche/dent

D'après [Vra01], le flux thermique orthoradial (flux entre encoche et dent) peut être considéré comme traversant des matériaux de géométrie parallélépipédique. Par conséquent, les résistances thermiques des matériaux peuvent être calculées comme suit :

$$R_{\text{cond}} = \frac{1}{\lambda_{\text{cond}}} \frac{l_w}{S_{\text{cond}}} \quad (\text{II.64})$$



Avec  $\lambda_{cond}$  la conductivité thermique du matériau traversé par le flux orthoradial,  $l_w$  la largeur de ce même matériau et  $S_{cond}$  la surface de conduction qui est ici la surface de la paroi dentaire.

En remplaçant les paramètres  $\lambda_{cond}$ ,  $S_{cond}$  et  $l_w$  par la conductivité thermique et les dimensions du matériau considéré, on en déduit l'expression des différentes résistances traversées par le flux orthoradial. Ainsi la résistance thermique orthoradiale du cuivre ( $R_{Cu}$ ) est donnée par :

$$R_{Cu} = \frac{1}{\lambda_{eq}} \frac{((1-\beta_t) \times \tau_s / 2)}{\Delta R \times Z_{hs}} \quad (II.65)$$

De la même façon, la résistance thermique orthoradiale de la dent s'exprime par :

$$R_{iron} = \frac{1}{\lambda_{iron}} \frac{\beta_t \times \tau_s / 2}{\Delta R \times Z_{hs}} \quad (II.66)$$

La résistance thermique orthoradiale de l'isolant s'exprime par :

$$R_{iso} = \frac{1}{\lambda_{iso}} \frac{e_{iso}}{\Delta R \times Z_{hs}} \quad (II.67)$$

La résistance thermique orthoradiale due au contact isolant/fer s'obtient par :

$$R_{ct_{iso/iron}} = \frac{r_{contact}}{\Delta R \times Z_{hs}} \quad (II.68)$$

Selon [Gra01], des résistances de contacts doivent être ajoutées aux sources thermiques dans la direction orthoradiale pour obtenir une estimation plus réaliste des températures. La résistance d'interconnexion orthoradiale ajoutée à la source localisée dans le cuivre est donnée d'après [Gra01] comme suit :

$$R_{ct_{Cu}} = -\frac{R_{Cu}}{3} \quad (II.69)$$

De même, la résistance d'interconnexion orthoradiale ajoutée à la source localisée dans la dent [Gra01], est obtenue par :

$$R_{ct_{iron}} = -\frac{R_{iron}}{3} \quad (II.70)$$

### II.3.2.2. Système d'équations du modèle thermique 2D

Pour calculer les températures au niveau des différents matériaux représentés sur un pas dentaire (figure II.21), on établit le système matriciel à partir du schéma de la figure II.22 :

$$\begin{bmatrix}
 1 & 0 & 0 & 0 & R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & -R_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_{15} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_\delta \\
 0 & -1 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R'_{15} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & R'_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & -R'_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R'_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 T_{c12} \\
 T_{c23} \\
 T_{12} \\
 T_{23} \\
 \varphi_1 \\
 \varphi_2 \\
 \varphi_3 \\
 \varphi_4 \\
 T'_{c12} \\
 T'_{c23} \\
 T'_{12} \\
 T'_{23} \\
 \varphi'_1 \\
 \varphi'_2 \\
 \varphi'_3 \\
 \varphi_6 \\
 \varphi_5
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 T_{entrefer} \\
 0 \\
 T_{eau} \\
 0 \\
 -R_{25} P_{Fe\_culasse\_slot} \\
 P_{Fe\_culasse\_slot} \\
 0 \\
 P_{slot} \\
 0 \\
 P_{Fe\_dent} \\
 0 \\
 T_{entrefer} \\
 0 \\
 T_{eau} \\
 -R'_{23} P_{Fe\_culasse\_dent} \\
 0 \\
 P_{Fe\_culasse\_dent}
 \end{bmatrix}
 \tag{II.71}$$

Avec  $R_\delta$  la résistance thermique orthoradiale équivalente des différents matériaux :

$$R_\delta = R_{ct\_Cu} + \frac{R_{Cu}}{2} + \frac{R_{iso}}{2} + \frac{R_{ct\_iso/iron}}{2} + \frac{R_{iron}}{2} + R_{ct\_iron} \tag{II.72}$$

Dans ce modèle dit 2D, les flux thermiques de type radiatifs et les échanges thermiques localisés au niveau des têtes de bobines ne sont pas pris en compte. Le modèle thermique aura de ce fait tendance à surestimer la température maximale dans l'encoche. Par ailleurs, le modèle présenté dans ce chapitre ne permet pas le calcul de la température dans les têtes de bobines. Or selon plusieurs auteurs [Sta01] [Daj01], la température maximale dans une tête de bobine peut être plus élevée que la température maximale dans l'encoche (et constituer de ce fait la température la plus élevée de la machine). Pour prendre une marge de sécurité liée au fait que l'on ne calcule pas la température des têtes de bobines, la température maximale dans l'encoche ( $T_{max}$ ) sera dans les dimensionnements effectués limitée à 100°C. Cette valeur maximale est très inférieure à la température limite de la classe d'isolation F que l'on supposera utilisée dans cette étude. Cette classe d'isolant thermique peut supporter une température allant jusqu'à 155°C comme montré sur le tableau II.11.

**Tableau II.11.** températures des classes d'isolation thermique utilisées dans les machines électriques (CEI 85 & CEI 34-1).

Classe	Température d'isolation
Classe B	130°C
Classe F	155°C
Classe H	180°C

### II.3.2.3. Températures calculées par le modèle 2D

Afin d'estimer la validité du modèle thermique « 2D » qui prend en compte les échanges thermiques entre encoches et dents, les températures dans les différentes parties du stator sont recalculées avec ce modèle. Les données utilisées sont également celles de la machine décrite dans [Dje02] (annexe V). Les résultats sont donnés dans les tableaux II.12 et II.13.

**Tableau II.12.** températures au niveau de l'encoche calculées par le modèle 2D.

Température du côté de l'entrefer (entrefer considéré immergé)	$T_{\text{entrefer}}$	30	°C
Température moyenne de la résine	$T_{21}$	34	°C
Température moyenne de l'isolant coté résine	$T_{32}$	38	°C
Température maximale dans l'encoche	$T_{\text{enc}}$	<b>64</b>	<b>°C</b>
Température moyenne de l'isolant coté culasse	$T_{54}$	35	°C
Température interface isolant/ culasse coté isolant	$T_5$	34	°C
Température interface isolant/ culasse coté culasse	$T_6$	33	°C
Température moyenne culasse	$T_{\text{culasse}}$	32	°C
Température interface culasse/carcasse coté culasse	$T_7$	32	°C
Température interface culasse/carcasse coté carcasse	$T_8$	31	°C
Température moyenne carcasse	$T_{\text{car}}$	21	°C
Température de l'eau coté mer	$T_{\text{eau}}$	30	°C

**Tableau II.13.** températures au niveau de la dent calculées par le modèle 2D.

Température de l'eau coté entrefer	$T_{\text{eau}}$	30	°C
Température moyenne de la résine	$T'_{21}$	35	°C
Température interface isolant/dent coté isolant	$T'_2$	39	°C
Température interface isolant/dent coté dent	$T'_3$	41	°C
Température dans de la dent	$T'_d$	42	°C
Température moyenne culasse	$T'_{\text{culasse}}$	36	°C
Température interface culasse/carcasse coté culasse	$T'_5$	35	°C
Température interface culasse/carcasse coté carcasse	$T'_6$	32	°C
Température moyenne carcasse	$T'_{\text{car}}$	31	°C
Température de l'eau coté mer	$T_{\text{eau}}$	30	°C

La température maximale calculée par le modèle « 2D » dans l'encoche est de 64°C tandis que dans la dent elle est de 42°C. On constate donc des résultats très différents de ceux obtenus précédemment avec les deux modèles « 1D » indépendants. Ceci confirme que les échanges de chaleur entre encoches et dents ne peuvent pas être négligés. Le

tableau II.14 présente les valeurs des différents flux thermiques traversant les matériaux dans le pas dentaire. On constate qu'une grande partie du flux thermique généré dans l'encoche s'échappe vers les milieux extérieurs en transitant par la dent (en passant par les interfaces dents/encoches). Ceci est dû à la différence importante entre les pertes dans l'encoche et la dent.

**Tableau II.14.** densités de Flux thermiques calculés sur une portion du stator définie sur un pas dentaire.

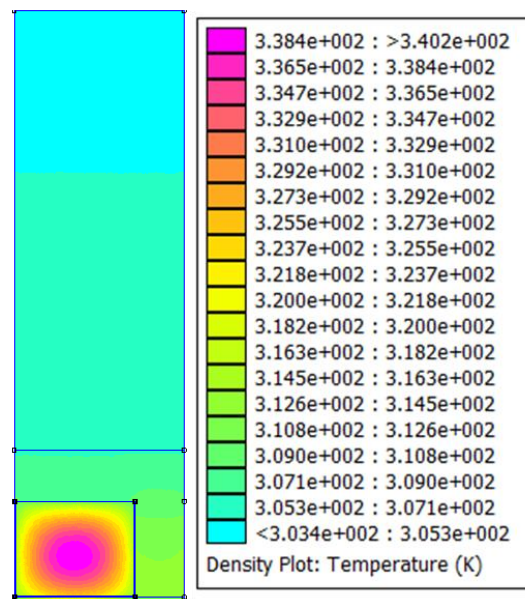
Flux thermique échangé avec l'extérieur	$\varphi_3 + \varphi'_3$	6651	W/m <sup>2</sup>
Flux échangé avec l'entrefer (entrefer immergé)	$-(\varphi_1 + \varphi'_1)$	3358	W/m <sup>2</sup>
Flux thermique échangé entre une encoche et une dent	$\varphi_5$	7052	W/m <sup>2</sup>

### II.3.2.4. Validation du modèle à réseau de résistances thermiques par un code numérique EF 2D

Dans cette partie, nous présentons une étude thermique numérique d'une portion statorique définie sous une largeur de pas dentaire de la génératrice à flux axial à double stator donnée dans [Dje02] (annexe V). Cette étude est effectuée pour la machine sur laquelle les calculs thermiques ont été effectués dans les parties précédentes présentées dans ce chapitre. Cette étude utilise la résolution par éléments finis de l'équation de la chaleur en 2D à l'aide du logiciel FEMM [Mek01] sur un pas dentaire. Des conditions aux frontières de type périodiques sur les frontières latérales radiales, de type Dirichlet sur la frontière extérieure (carène) et sur la frontière intérieure (entrefer) sont considérées. Cette étape permet d'appréhender la validité du modèle à réseaux de résistances thermiques développé. Les pertes sont calculées analytiquement et sont introduites dans l'encoche et les dents.

La figure II.23 représente une cartographie du champ de température obtenue sur la section à rayon moyen d'une portion dentaire (dent + encoche), l'ensemble des matériaux et des coefficients de convection considérés dans le modèle thermique analytique 2D sont intégrés comme des entrées dans le logiciel, ainsi que les dimensions de la machine [Dje02]. La température maximale calculée sous FEMM (calculs EF2D) est de 65°C, alors que la température prédite par le modèle thermique analytique proposé est de 64 °C. Comme on peut le relever à partir de la figure II.23, l'écart sur le calcul de la température maximale dans l'encoche est inférieur à 2% entre le modèle analytique développé et le calcul numérique obtenu sous FEMM. Ce résultat valide le réseau de résistances thermiques proposé. Le modèle numérique comme le modèle analytique repose sur des hypothèses similaires de flux thermique 2D. Ces deux éléments expliquent la très bonne concordance des calculs. De plus, dans ce calcul par éléments finis comme dans le calcul à l'aide du réseau de résistances, les coefficients de convections introduits dans le code numérique sont estimés analytiquement (équations II.47 et II.51). Une validation numérique plus rigoureuse du modèle thermique

nécessiterait la mise en œuvre d'un calcul plus complexe avec le couplage du calcul thermique par élément finis 2D avec un modèle de calcul numérique d'écoulement.



**Figure. II.23.** cartographie de la température sur une section à rayon moyen d'une portion du stator définie sous une largeur de pas dentaire (calculée avec FEMM [Mek01]).

Le modèle thermique de la machine à aimant permanent à flux radial n'a pas été présenté dans ce chapitre, principalement pour des raisons de lisibilité du document. Toutefois, un modèle thermique par réseaux de résistances thermiques de même degré de complexité a été développé et implémenté. Ceci dans la perspective de le coupler avec le modèle électromagnétique correspondant qui lui a fait l'objet d'une brève présentation dans ce chapitre (tableau II.4 et tableau II.5). Pour plus de détails, nous renvoyons les lecteurs à la référence [Dro01] où un modèle similaire a été décrit pour une machine à aimants permanents à flux radial accouplée à une turbine en Rim-Driven.

## II.4. Conclusion

Dans ce chapitre un modèle électromagnétique et un modèle thermique sont présentés. Ils permettent d'effectuer le pré dimensionnement d'une machine à aimants permanents à flux axial à double stator. Ils sont applicables à des machines de grand diamètre prévues pour être utilisés pour une application hydrolienne. Le modèle électromagnétique développé est un modèle analytique, où les effets de courbure sont négligés, les effets de bord aux extrémités des aimants sont toutefois pris en compte au premier ordre par un facteur correctif établi de manière empirique à partir d'une série de calculs numériques. Ce modèle va permettre de calculer les dimensions et les paramètres électriques d'une génératrice à flux axial à double stator correspondant à un point nominal de fonctionnement caractérisé par une vitesse de rotation et une puissance électromécanique (et donc un couple nominal). Les équations d'un modèle

électromagnétique similaire à celui de la machine à flux axial ont également été brièvement présentées pour les machines à flux radial. L'utilisation de ce modèle permettra, dans la suite, le pré dimensionnement de machines à flux radial et la comparaison avec des structures à flux axial pour des cahiers des charges donnés.

Le modèle thermique proposé permet, à partir de la géométrie et des valeurs des densités de courant d'une machine donnée, de calculer les températures des différentes parties de la structure. Ce modèle est basé sur l'établissement d'un réseau de résistances thermiques pour une portion de la machine définie sous une largeur de pas dentaire. Ce modèle prend en compte, en régime permanent et au premier ordre, les échanges thermiques axiaux dans l'entrefer et sur la surface extérieure du système, ainsi que les échanges orthoradiaux entre les dents et les encoches. Il prend en compte les spécificités liées à l'immersion de la machine. On constate par exemple que les coefficients de convections à la surface de la carène et dans l'entrefer sont relativement élevés par rapport à ceux pouvant être rencontrés lorsque le milieu ambiant est de l'air. Par ailleurs, des calculs thermiques par éléments finis 2D ont permis de montrer une bonne précision du réseau de résistances thermiques développé.

Dans les chapitres qui suivent, les modèles développés dans ce chapitre vont faire l'objet de validations plus approfondies via des calculs numériques complémentaires avant d'être utilisés pour dimensionner des machines à flux axial et des machines à flux radial pour des cahiers des charges d'hydroliennes. Ces dimensionnements vont servir à analyser les performances et les spécificités de ce type de machines. D'autre part ceci permettra d'effectuer des comparaisons de plusieurs topologies de génératrices pour différents cahiers des charges d'hydroliennes et ainsi dégager des tendances pour la conception des génératrices pour ce type d'applications.



## **Chapitre 3**

### **III. Validation des modèles et étude de génératrices à aimants permanents pour des cahiers des charges d'hydroliennes**

#### **III.1. Introduction**

Dans ce chapitre, les modèles analytiques présentés dans le chapitre II sont associés dans une procédure d'optimisation. La formulation du problème d'optimisation, la définition des variables, la fonction objectif et le calcul des contraintes sont exposés. Puis le résultat de l'optimisation d'une génératrice à AP à flux axial à double stator est présenté pour un cahier des charges typique d'hydrolienne Rim-Driven. Ce calcul est utilisé pour la validation des modèles développés. La vérification des modèles utilisés est effectuée par des calculs par éléments finis 3D et 2D. Des études de sensibilité viennent compléter ces éléments de validation.

Dans un deuxième temps, afin de donner des éléments de comparaison concernant les topologies de génératrices et le mode d'accouplement avec l'hélice, plusieurs calculs de génératrices sont effectués. Ainsi des génératrices à flux axial à double stator, à simple stator et des génératrices à flux radial sont calculées pour des cahiers des charges d'hydroliennes pour des intégrations de la machine en « Rim-Driven » et en « POD ». L'influence des contraintes imposées sur le rendement et le diamètre extérieur maximal de la génératrice sont également analysées.



## III.2. Méthodologie de dimensionnement et formulation d'un problème d'optimisation

### III.2.1. Paramètres fixes et variables d'optimisation

Afin de faciliter la distinction entre les paramètres de conception relatifs au cahier des charges et des variables, deux vecteurs spécification  $\mathbf{S}_m$  et  $\mathbf{S}_t$  sont introduits (relation III.1). Cette écriture vectorielle permet de simplifier l'implémentation en réduisant le nombre d'entrées dans les procédures utilisées. Les vecteurs  $\mathbf{S}_m$  et  $\mathbf{S}_t$  ne comportent que des grandeurs qui restent constantes durant le processus d'optimisation. Ces deux vecteurs traduisent respectivement les spécifications du modèle électromagnétique et thermique (les valeurs correspondantes sont indiquées dans les tableaux III.1 et III.2). Pour illustrer ce formalisme les paramètres les plus significatifs contenus dans les vecteurs  $\mathbf{S}_m$  et  $\mathbf{S}_t$  sont donnés par l'équation III.1. Vu le nombre important de paramètres la relation III.1 n'est pas totalement exhaustive.

$$\begin{cases} \mathbf{S}_m = [\langle T_{EM} \rangle \quad R_0 \quad \Omega \quad m \quad S_{pp} \quad \beta_m \quad k_f \quad \psi \quad B_r \quad B_{sat} \quad H_{cj} \quad \dots ]^T \\ \mathbf{S}_t = [T_{max} \quad T_{eau} \quad \rho_{Cu} \quad B_{Fe0} \quad P_{Fe0} \quad \lambda_{eau} \quad \lambda_{cond} \quad \rho_{eau} \quad C^p \quad v_d \quad v \quad \dots ]^T \end{cases} \quad (III.1)$$

En considérant l'ensemble des spécifications ( $\mathbf{S}_m$  et  $\mathbf{S}_t$ ), la procédure d'optimisation vise à déterminer les dimensions d'une génératrice pour optimiser un ensemble d'objectifs et respecter un ensemble de contraintes. Cette optimisation utilise les modèles analytiques décrits au chapitre II et les hypothèses de l'étude. Les modèles sont formulés (Chapitre II) de manière à calculer la géométrie (vecteur  $\mathbf{g}$  donné par l'équation III.3) de la génératrice à partir de la connaissance de cinq variables d'optimisation qui sont : la densité linéique de courant au stator  $A_L$  (A/m efficace), la densité de courant efficace dans les conducteurs  $J$  (A<sub>eff</sub>/mm<sup>2</sup>), l'induction maximale créée dans l'entrefer  $B_{gmax}$  (T), le nombre de paires de pôles ( $p$ ) et le nombre de conducteurs en série par encoche ( $ncd$ ). Ces cinq variables sont les composantes du vecteur  $\mathbf{x}$  présenté dans l'équation III.2.

$$\mathbf{x} = [A_L \quad J \quad B_{gmax} \quad p \quad ncd]^T \quad (III.2)$$

$$\mathbf{g} = [R_e \quad Z_{hm} \quad Z_{hs} \quad Z_Y \quad \beta_t]^T \quad (III.3)$$

Pour un jeu de valeurs de ces 5 variables, le vecteur  $\mathbf{g}$  peut être calculé par inversion partielle du modèle électromagnétique. Les composantes du vecteur  $\mathbf{g}$  sont

respectivement le rayon externe  $R_e$ , la hauteur de l'aimant  $Z_{hm}$ , la hauteur d'encoche  $Z_{hs}$ , l'épaisseur de la culasse statorique  $Z_{ys}$ , et l'ouverture relative des dents  $\beta_t$ .

En effet, le modèle électromagnétique donné dans le chapitre II a été formulé de manière à établir ces dimensions géométriques à partir des éléments du vecteur  $\mathbf{x}$  et des spécifications. A titre d'exemple l'équation II.15 permet cette inversion sur le calcul de la hauteur d'aimants. Le schéma de principe de l'inversion du modèle électromagnétique est présenté à la figure III.1.

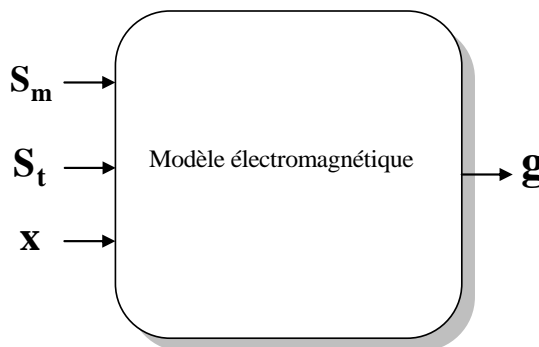


Figure. III.1.entrées et sorties du modèle électromagnétique.

Il est à noter que les paramètres et la formulation du problème d'optimisation sont présentés dans cette section uniquement dans le cas d'une génératrice à AP à flux axial à double stator. Une mise en équation similaire a également été élaborée pour le cas d'une génératrice à flux radial et pour le cas d'une génératrice à flux axial à simple stator.

## III.2.2. Formulation du problème d'optimisation

### III.2.2.1. Fonction objectif

Dans cette partie, les modèles présentés dans le chapitre II sont associés dans une procédure d'optimisation visant un dimensionnement optimal des génératrices à AP à flux axial et à flux radial. Les modèles sont associés pour résoudre un problème d'optimisation visant à minimiser le coût total des parties actives (cuivre, fer, aimants). Le coût est calculé en multipliant les masses des parties actives par les prix au kilogramme définis dans les spécifications des matériaux utilisés. Ceci permet d'effectuer une comparaison des coûts des parties actives des génératrices pour plusieurs cahiers des charges. Les coûts d'usinage et d'assemblage, difficiles à estimer précisément, ne sont pas inclus dans la fonction coût notée  $C(\mathbf{x})$ . Cette fonction objectif traduit donc uniquement le coût des matériaux actifs. La valeur de la fonction objectif  $C(\mathbf{x})$  s'obtient en fonction du vecteur  $\mathbf{g}$  (géométrie) et donc de  $\mathbf{x}$  pour des vecteurs spécifications donnés, comme présenté à l'équation III.4 :

$$C(\mathbf{x}) = M_{copper}(\mathbf{x})C_{copper} + M_{iron}(\mathbf{x})C_{iron} + M_{magnet}(\mathbf{x})C_{magnet} \quad (III.4)$$

$M_i$  et  $C_i$  représentent respectivement les masses (kg) et les prix par unité de masse (\$/kg) des matériaux actifs utilisés à savoir le cuivre, le fer et les aimants. Cette minimisation du coût est menée sous contraintes. Ces dernières sont explicitées dans les paragraphes qui suivent.

### III.2.2.2. Contraintes sur le nombre de paires de pôles.

Augmenter le nombre de pôles de la machine réduit le flux par pôle et permet de diminuer les épaisseurs des culasses. Cependant l'augmentation de ce nombre de paires de pôles se traduit également par une augmentation de la fréquence électrique. Cette fréquence est limitée selon la qualité des tôles magnétiques à quelques centaines de Hz (pour les tôles standards). une première contrainte sur le nombre de paires de pôles maximum ( $p_{max1}$ ) est considérée afin de limiter la fréquence électrique à une valeur  $f_{max}$ . Elle permet d'éviter des pertes fer excessives et de rester dans le domaine de validité du modèle utilisé pour le calcul des pertes fer. Cette contrainte est explicitée par la relation suivante :

$$p_{max1} = \frac{2\pi f_{max}}{\Omega} \quad (III.5)$$

$\Omega$  est la vitesse mécanique de rotation de la génératrice (rad/s) définie au point de base (vitesse nominale).

Pour obtenir un facteur de forme réaliste des dents, un rapport noté  $\mathfrak{R}$  entre la hauteur de la dent et sa largeur est défini. Ce rapport  $\mathfrak{R}$  est calculé à partir de la relation III.6. Selon [Li01], ce rapport doit être compris dans la plage  $\mathfrak{R} \in [\mathfrak{R}_{min}, \mathfrak{R}_{max}] = [4,10]$ , pour éviter des vibrations mécaniques excessives.

$$\mathfrak{R} = \frac{A_L \times 2pmS_{pp}}{k_f J (1 - \beta_t) \beta_t \times 2\pi R} \quad (III.6)$$

Respecter le rapport maximal  $\mathfrak{R}_{max}$ , conduit à introduire une deuxième contrainte sur le nombre de paires de pôles maximal ( $p_{max2}$ ). Cette contrainte permet de limiter le nombre de paires de pôles afin d'éviter d'obtenir des dents avec des rapports de forme excessifs (dents trop fines). Cette seconde contrainte sur le nombre de paires de pôles maximal ( $p_{max2}$ ) est donnée par la relation III.7.

$$p_{\max 2} = \frac{\mathfrak{R}_{\max} \times \beta_t \times \left( \frac{2\pi R}{2mS_{pp}} \right)}{\left( \frac{A_L}{k_f J (1 - \beta_t)} \right)} \quad (\text{III.7})$$

Le nombre maximal de paires de pôles admissible est ensuite introduit dans l'algorithme d'optimisation en tant que contrainte non linéaire par la relation III.8.

$$p - \min(p_{\max 1}, p_{\max 2}) \leq 0 \quad (\text{III.8})$$

En considérant le rapport minimal du facteur de forme des dents  $\mathfrak{R}_{\min}$ , une contrainte supplémentaire est définie pour fixer une limite inférieure au nombre de paires de pôles ( $p_{\min 1}$ ). Cette contrainte permet d'éviter l'obtention de dents trop courtes. Elle est introduite dans l'algorithme d'optimisation par les relations III.9 et III.10.

$$p_{\min 1} = \frac{\mathfrak{R}_{\min} \times \beta_t \times \left( \frac{2\pi R}{2mS_{pp}} \right)}{\left( \frac{A_L}{k_f J (1 - \beta_t)} \right)} \quad (\text{III.9})$$

$$-p + p_{\min 1} \leq 0 \quad (\text{III.10})$$

### III.2.2.3. Contrainte sur la température

Une autre contrainte concerne le comportement thermique de la génératrice. La température dans l'encoche  $T_{enc}(\mathbf{x})$  doit être inférieure à la température maximale  $T_{max}$ , permise par la classe des matériaux isolants dans les encoches. Le calcul de la température dans l'encoche est effectué via le modèle thermique décrit au chapitre précédent.  $T_{enc}(\mathbf{x})$  est ainsi calculé pour chaque jeu de variables  $\mathbf{x}$ . Cette contrainte est introduite dans l'algorithme d'optimisation par l'équation III.11.

$$T_{enc}(\mathbf{x}) - T_{\max} \leq 0 \quad (\text{III.11})$$

### III.2.2.4. Contrainte liée à la désaimantation des aimants

Le champ magnétique dans les aimants est évalué en considérant le cas le plus critique pour la désaimantation des aimants. Ceci correspond au cas où le flux créé par les courants statoriques à leur valeur nominale s'oppose au flux créé par les aimants (flux rotoriques et statoriques soustractifs). La valeur absolue du champ magnétique maximal dans les aimants dans cette configuration, est évaluée par la fonction  $|H_{max}(\mathbf{x})|$  (équation III.12).

tion II.19). Les valeurs obtenues par  $|H_{max}(\mathbf{x})|$  doivent être inférieures à la valeur du champ coercitif  $H_{cj}$ , afin d'éviter une désaimantation des aimants. Cette contrainte est formulée par la relation III.12.

$$|H_{max}(\mathbf{x})| - |H_{cj}| \leq 0 \quad (III.12)$$

### III.2.2.5. Contrainte sur le rendement de la génératrice

Le rendement de la génératrice  $\eta_{elec}(\mathbf{x})$  doit être supérieur à une valeur minimale  $\eta_{elec,min}$  fixée. Cette contrainte est introduite par l'équation III.13. Elle permet de garantir un rendement minimal de la génératrice.

$$-\eta_{elec}(\mathbf{x}) + \eta_{elec,min} \leq 0 \quad (III.13)$$

### III.2.2.6. Contrainte sur la tension de phase (adaptation à la tension du convertisseur)

Une contrainte égalité sur la tension neutre-phase de sortie de la génératrice est introduite par la relation III.14. Cette contrainte permet d'assurer l'égalité entre la tension efficace de phase de la génératrice  $V(\mathbf{x})$  et la tension maximale (en valeur efficace) autorisée par le convertisseur ( $V_{max}$ ) au point de fonctionnement nominal (vitesse nominale).

$$V(\mathbf{x}) - V_{max} = 0 \quad (III.14)$$

### III.2.2.7. Contrainte sur le facteur de puissance

Le facteur de puissance  $FP(\mathbf{x})$  doit être supérieur à une valeur minimale  $FP_{min}$ . Cette contrainte permet de limiter la puissance apparente dimensionnant le convertisseur. Elle est prise en compte par la relation III.15.

$$-FP(\mathbf{x}) + FP_{min} \leq 0 \quad (III.15)$$

### III.2.2.8. Contraintes géométriques supplémentaires

Une contrainte non linéaire sur le facteur de forme des aimants est prise en compte. Ceci permet par exemple d'éviter d'avoir des aimants trop épais (dans l'axe du flux). Ces contraintes non linéaires sont renforcées par des contraintes sur les épaisseurs de culasses et la largeur de dent minimales, afin d'éviter des culasses trop fines. Ces contraintes de forme sont liées à la rigidité mécanique de la machine. Des contraintes

géométriques liées à l'intégration de la génératrice dans la nacelle sont également introduites dans le cas des cahiers des charges en POD.

En plus des contraintes non linéaires, des bornes sur les variables permettent de délimiter l'espace des solutions dans un domaine réaliste où les solutions sont faisables (relation III.16).

$$LB \leq \mathbf{x} \leq UB \Leftrightarrow \begin{pmatrix} A_{L_{\min}} \\ J_{\min} \\ B_{(g \max)_{\min}} \\ p_{\min 2} \\ ncd_{\min} \end{pmatrix} \leq \begin{pmatrix} A_L \\ J \\ B_{g \max} \\ p \\ ncd \end{pmatrix} \leq \begin{pmatrix} A_{L_{\max}} \\ J_{\max} \\ B_{(g \max)_{\max}} \\ p_{\max 3} \\ ncd_{\max} \end{pmatrix} \quad (\text{III.16})$$

### III.2.2.9. Présentation synthétique du problème d'optimisation

La relation III.17 qui reprend les différentes contraintes et la fonction objectif pour présenter synthétiquement le problème d'optimisation étudié. Dans les calculs des génératrices qui suivent, ce problème d'optimisation est implémentée sous MATLAB® *optimization toolbox* où la fonction **fmincon** est utilisée.

$$\mathbf{x}^* = \min_{\mathbf{x} \in \mathbf{X}} \|C(\mathbf{x})\| \begin{cases} V(\mathbf{x}) - V_{\max} = 0 \\ T_{enc}(\mathbf{x}) - T_{\max} \leq 0 \\ |H_{\max}(\mathbf{x})| - |H_{cj}| \leq 0 \\ -\eta_{elec}(\mathbf{x}) + \eta_{elec_{\min}} \leq 0 \\ -FP(\mathbf{x}) + FP_{\min} \leq 0 \\ p - \min(p_{\max 1}, p_{\max 2}) \leq 0 \\ -p + p_{\min 1} \leq 0 \\ LB \leq \mathbf{x} \leq UB \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

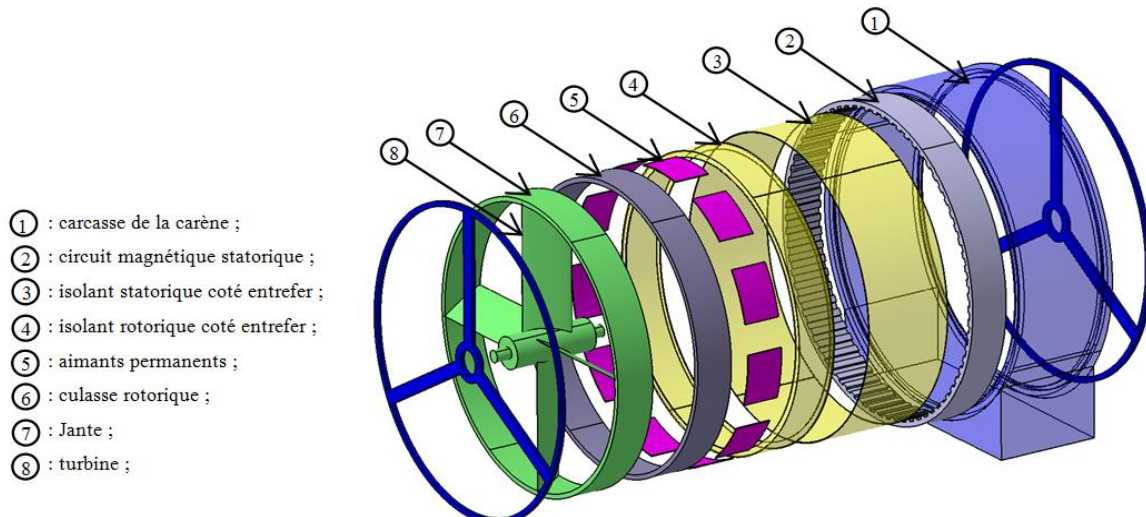
## III.3. Validation des modèles de dimensionnement

### III.3.1. Définition d'un cahier des charges

Pour les hydroliennes Rim-Driven, où la machine est disposée à la périphérie des pales, le rayon interne de la machine, le couple mécanique et la vitesse de rotation sont naturellement imposés par la topologie de l'hydrolienne. La disposition de la génératrice en Rim-Driven est illustrée sur la figure III.2 issue de [Dje03] et [Dro01]. En négligeant les

pertes d'origine mécanique et visqueuse dans l'entrefer, le couple électromagnétique nominal de la génératrice est considéré comme égal au couple de la turbine, il est donné par l'équation III.18 :

$$\langle T_{EM} \rangle = Q \quad \text{(III.18)}$$



**Figure. III.2.** disposition des parties actives de la génératrice pour un cahier des charges Rim-driven (illustré pour une machine à AP à flux radial) [Dje03], [Dro01].

Nous retenons dans ce cas d'étude les spécifications de l'hydrolienne Seaflow. Il s'agit d'une des premières hydroliennes pré industrielles. Elle a été installée au nord des cotes du Devon en Angleterre en 2003. La turbine a une puissance nominale de 300 kW pour un diamètre de 11m et une vitesse de rotation nominale de 15 tr/min. Ces caractéristiques sont obtenues pour des courants de marées de 2,5 m/s [Seaflow01]. Comme pour tous les cas étudiés dans cette thèse, la génératrice est supposée associée à un convertisseur à IGBT commandée en MLI qui permet un contrôle des courants dans les bobinages de la génératrice et son pilotage en vitesse variable. Nous considérons qu'au point nominal, les forces électromotrices et les courants d'induit sont en phase. La génératrice est alors contrôlée à  $\psi=0$  ce qui correspond à une stratégie de pilotage à couple maximal par ampère (ou en Anglais « Maximum Torque Per Ampere control : MTPA »).

Le Tableau III.1 donne les paramètres qui sont fixés pour le dimensionnement de la génératrice à aimants permanents (AP) à flux axial à double stator, que nous proposons de dimensionner pour un cahier des charges de type Rim-Driven. Les génératrices dimensionnées pour des cahiers des charges de type Rim-Driven sont caractérisées par un grand entrefer et une longueur active faible qui sont liés au très grand diamètre imposé par l'hélice [Dje03]. Ce cahier des charges représente donc un cas test pertinent

pour valider le modèle électromagnétique développé. En effet les génératrices dimensionnées pour ce cahier des charges vont présenter des taux relatifs de fuites de flux magnétiques inter-polaires et de fuites de flux aux extrémités des aimants (fuites 3D) importants.

**Tableau III.1.** grandeurs structurelles de la génératrice et spécifications fixées dans le cahier des charges.

Puissance mécanique nominale de la turbine (transmise à la génératrice)	$P_n$	300	kW
Vitesse de rotation nominale de la turbine	$N_n$	15	tr/min
Couple nominal de la turbine	$Q$	191	kN.m
Diamètre de la turbine (hélice)	$R_0$	5,5	m
Rayon magnétique interne de la génératrice	$R_i$	5,5	m
Épaisseur relative de l'entrefer en proportion du diamètre de la machine	$k_D$	2‰	-
Entrefer mécanique	$h_g$	$2 \times k_D \times R_0$	m
Angle électrique entre FEMs et courants (commande MTPA)	$\psi$	0	rad
Nombre de phases	$m$	3	-
Nombre d'encoches par pôle et par phase	$S_{pp}$	1	-
Épaisseur de l'isolant du stator du côté de l'entrefer	$e_{isolant}$	2	mm
Longueur des têtes de bobines	$L_{tête\ bobines}$	$\pi D / 4p$	m
Coefficient de remplissage des encoches	$k_f$	0,5	-
Ouverture relative des aimants	$\beta_m$	0,66	-
Température maximale admissible dans l'encoches	$T_{max}$	100	°C
Rendement électrique minimal admissible	$\eta_{élec}$	0,96	-
Facteur de puissance minimal admissible à la vitesse de rotation de base	$FP$	0,9	-
Tension simple de phase (valeur efficace au point nominal)	$V_{max}$	690	V
Température de l'eau de mer	$T_{eau}$	30	°C
Épaisseur minimale des culasses statorique et rotorique	$h_{y,min}$	1	cm
Largeur minimale des dents	$w_{d,min}$	1	cm
Rapport minimal entre la hauteur et la largeur de dent	$\mathfrak{R}_{min}$	4	-
Rapport maximal entre la hauteur et la largeur de dent	$\mathfrak{R}_{max}$	10	-

De plus, dans l'étude présentée, nous considérons les matériaux actifs suivants (tableau III.2) :

- Les aimants permanents (matériau magnétique dur) sont de type Néodyme-Fer-Bore à haute énergie ;
- Les matériaux magnétiques doux sont des tôles magnétiques standards ;
- Les bobinages sont répartis à pas diamétral et les conducteurs sont constitués de cuivre.

Les propriétés des matériaux constituant les parties actives sont données dans le tableau suivant :



**Tableau III.2.** paramètres technico-économiques des matériaux utilisés.

<b>Aimants permanents (<math>N_d F_e B</math>)</b>			
Induction rémanente	$B_r$	1.22	T
Champ coercitif	$H_{cj}$	1208	kA/m
Masse volumique	$\rho_{Magnet}$	7400	kg/m <sup>3</sup>
Prix	$C_{Magnet}$	115	\$/kg
<b>Tôles ferromagnétiques <math>F_e S_i</math></b>			
Fréquence de fonctionnement	$f_{elec}$	50 à 400	Hz
Induction d'apparition de la saturation	$B_{sat}$	1.48	T
Pertes spécifiques des tôles à 50Hz	$P_{Fe0}$	2.5	W/kg
Perméabilité relative	-	5000	-
Masse volumique	$\rho_{iron}$	7700	kg/m <sup>3</sup>
Prix	$C_{iron}$	1	\$/kg
<b>Cuivre à 20°C</b>			
Résistivité électrique	$\rho_{Cu}$	$1.6779 \times 10^{-8}$	$\Omega.m$
Masse volumique	$\rho_{copper}$	8960	Kg/m <sup>3</sup>
Prix	$C_{copper}$	7.8	\$/kg

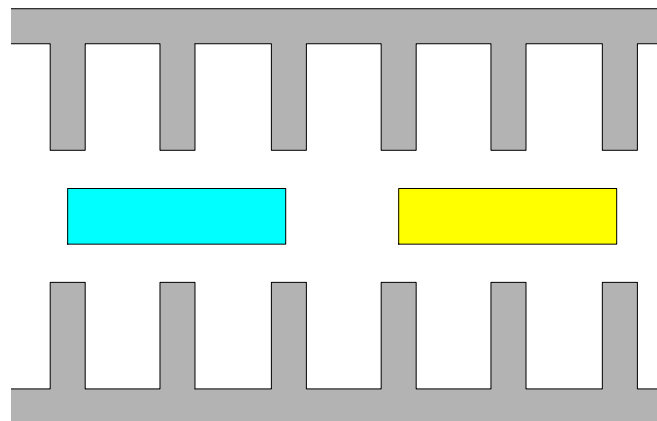
### III.3.2. Dimensionnement d'une génératrice

Une génératrice est dimensionnée en résolvant le problème d'optimisation présenté précédemment pour le cahier des charges présenté dans cette section. Les dimensions et les indicateurs de performance de la génératrice à flux axial à double stator ainsi calculés sont donnés dans le tableau III.3. La figure III.3 montre une représentation à l'échelle de la génératrice calculée sur une paire de pôles définie au rayon moyen. La figure III.4 présente une vue 3D à l'échelle d'une portion des parties actives de cette génératrice. La figure III.5 donne une vue d'ensemble des parties actives. La valeur de l'entrefer est élevée. Ceci est dû au très grand diamètre de la génératrice (11m). La génératrice possède également une très faible longueur active qui se traduit par un faible encombrement radial.

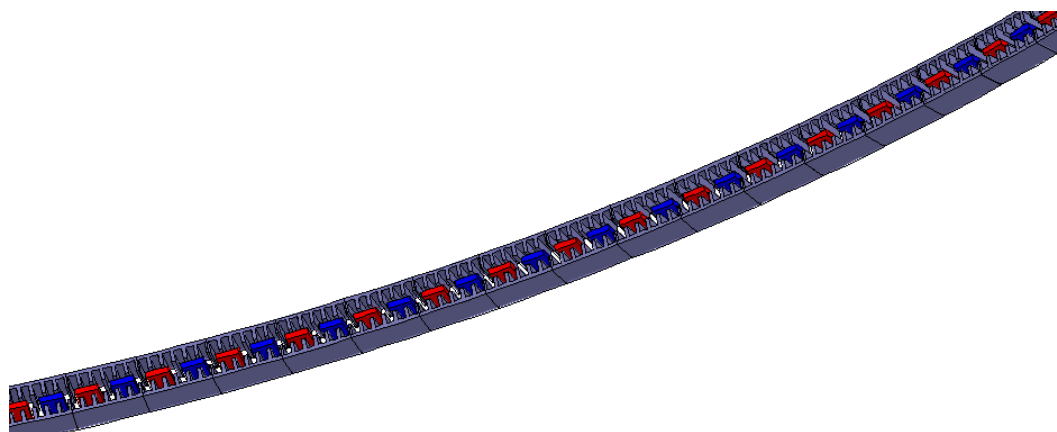
**Tableau III.3.** génératrice à flux axial à double stator dimensionnée en Rim-Driven.

<b>Génératrice à flux axial à double stator associée en Rim-Driven (300 kW)</b>				
<b>x*</b>	Densité de courant efficace dans les conducteurs	$J$	1,865	A/mm <sup>2</sup>
	Densité linéique de courant au stator (valeur efficace)	$A_L$	19520	A/m
	Induction maximale d'entrefer	$B_{gmax}$	0,422	T
	Nombre de conducteurs en série par encoche	$ncd$	8	-
	Nombre de paires de pôles	$p$	182	-
<b>g*</b>	Rayon magnétique externe de la génératrice	$R_e$	5,586	m
	Rayon magnétique interne	$R_i$	5,5	m
	Rayon externe total (avec têtes de bobines)	$R_{e\_tot}$	5,7035	m
	Longueur active (épaisseur radiale)	$\Delta R$	8,60	cm
	Épaisseur radiale totale (avec têtes de bobines)	-	20,343	cm
	Rayon moyen	$R_m$	5,543	m
	Largeur de pôle définie au rayon moyen	$\tau$	9,57	cm
Ouverture relative des dents	$\beta_t$	32	%	

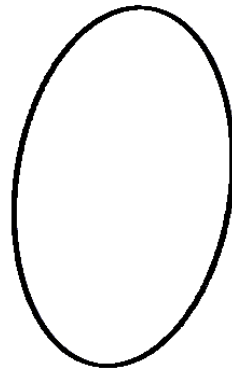
	Epaisseur de la culasse statorique	$Z_Y$	1	cm
	Profondeur d'encoche	$Z_{hs}$	3,1	cm
	Epaisseur d'aimants	$Z_{hm}$	16	mm
	Entrefer (aimant/stator)	$Z_g$	11	mm
	Tension simple (valeur efficace)	$V$	690	V
	Force électromotrice à vide (f.e.m) (valeur efficace au 1 <sup>er</sup> harmonique)	$E_1$	642,544	V
	Courant de phase (valeur efficace)	$I$	77,8	A
	Facteur de puissance à la vitesse de base	$FP$	0,9	-
	Résistance statorique	$r_s$	0,2768	$\Omega$
	Inductance cyclique	$L_s$	13,5	mH
	Réactance synchrone	$X_s$	3.859	$\Omega$
	Rendement électrique	$\eta_{elec}$	0,96	-
	Champ maximal dans l'aimant	$H_{max}$	0.609	MA/m
	Temperature maximale dans l'encoche	$T_{enc}$	45	$^{\circ}C$
	Pertes Joule	$P_J$	5,029	kW
	Pertes fer	$P_{fer}$	0,97	kW
	Coût total des parties actives	-	39,99	k\$
	Masse totale des parties actives	-	1467,5	kg
	Taux de fuites 3D du flux magnétique des aimants	-	10.04	%



**Figure. III.3.** dessin à l'échelle de deux pôles de la génératrice à AP à flux axial à double stator calculée (cahier des charges Rim-Driven).



**Figure. III.4.** vue d'une portion de la circonférence de la génératrice à AP à flux axial à double stator calculée (cahier des charges Rim-Driven).



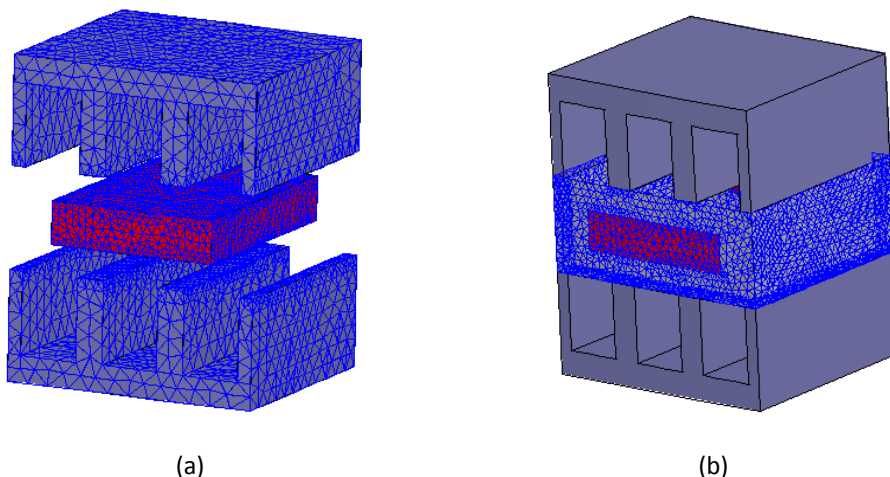
**Figure. III.5.**représentation à l'échelle du volume des parties actives de la génératrice à AP à flux axial à double stator calculée (cahier des charges Rim-Driven).

### **III.3.3. Validation du dimensionnement électromagnétique**

Afin de vérifier la validité du modèle électromagnétique analytique développé, des calculs par éléments finis 3D et 2D en magnétostatique sont effectués. La géométrie de la génératrice à AP à flux axial à double stator, calculée au paragraphe précédent est utilisée pour effectuer ces calculs par éléments finis 3D et 2D. Les calculs par éléments finis sont effectués en considérant dans les codes de calcul une caractéristique des matériaux doux ( $B(H)$ ) linéaire avec une perméabilité relative de 5000 ce qui permet de se rapprocher des hypothèses du modèle analytique où elle est supposée infinie. Le calcul est effectué dans les 2 cas sur un pôle grâce aux propriétés d'anti-périodicité du champ.

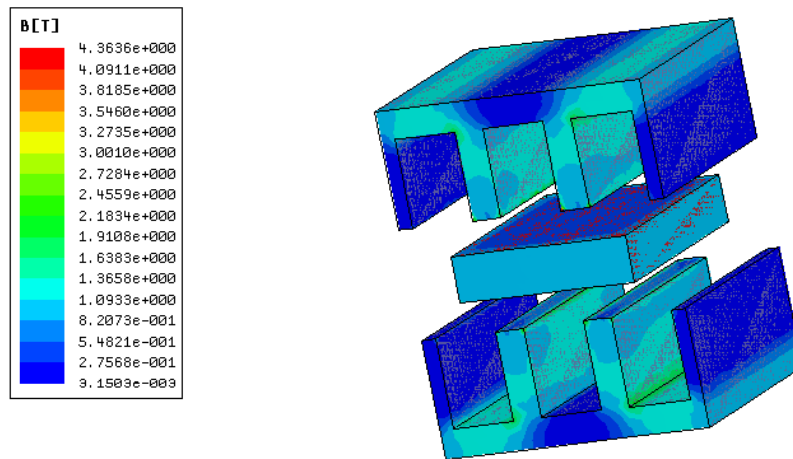
#### **III.3.3.1. Validation par EF 3D du calcul des flux à vide, de la FEM et du couple électromagnétique**

Le maillage utilisé en 3D dans les parties actives et l'entrefer est montré sur les figures III.6.a et III.6.b. Une densité de maillage importante est utilisée dans l'entrefer afin d'obtenir une bonne précision sur le calcul des niveaux d'induction d'entrefer.



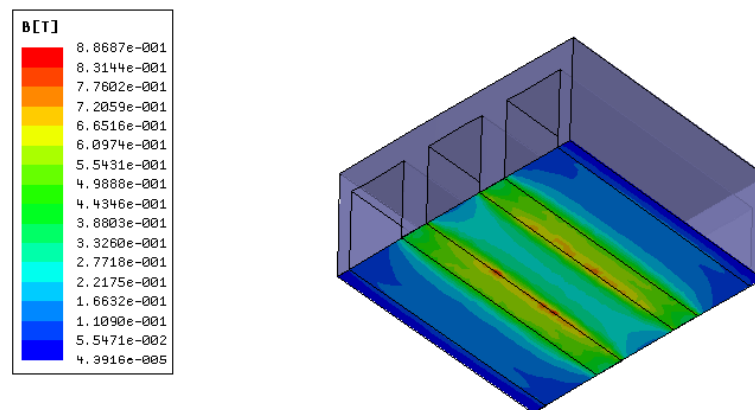
**Figure. III.6.**représentation du maillage sur un pôle de la génératrice, (a) maillage du circuit magnétique et de l'aimant, (b) maillage de l'entrefer.

La figure III.7 montre les niveaux d'induction en 3D au sein de la portion de génératrice étudiée. Ce calcul est effectué pour une position où l'axe du pôle rotorique (aimant) est aligné sur l'axe d'une encoche. La figure figure III.7 met en évidence des niveaux d'induction dans les culasses magnétiques de l'ordre de 1,2 T à 1,3 T, ce qui est légèrement en dessous de la valeur spécifiée.



**Figure. III.7.** distribution de l'induction sur un pôle.

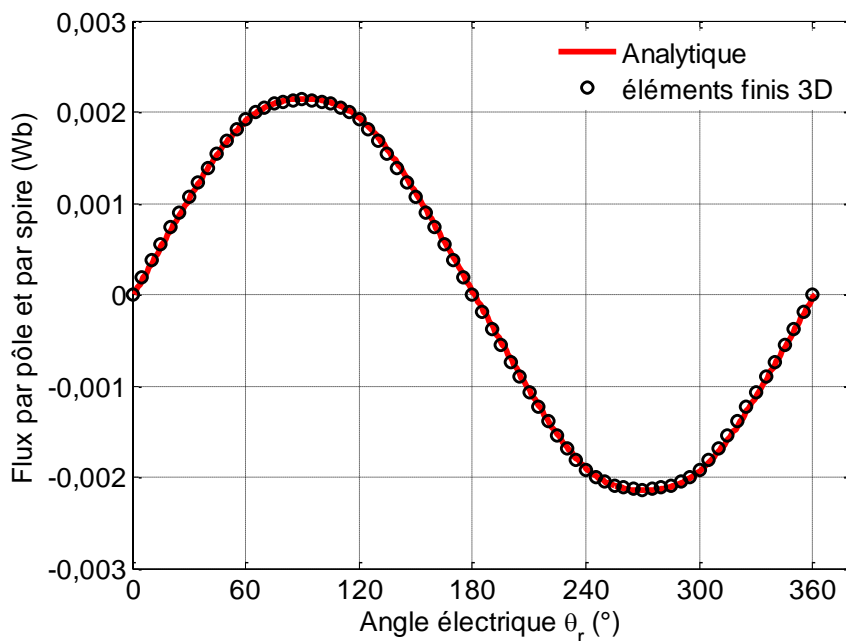
La figure III.8 montre la distribution de l'induction sur une surface définie sous le pôle à la surface interne du stator (interface avec l'entrefer). On peut relever sur cette figure que les niveaux d'induction sont les plus élevés au milieu (à une demie longueur active) et ils baissent aux extrémités de la machine (rayons intérieur et extérieur). Cette chute d'induction est due aux fuites de flux aux bords de la machine (fuites d'extrémité 3D).



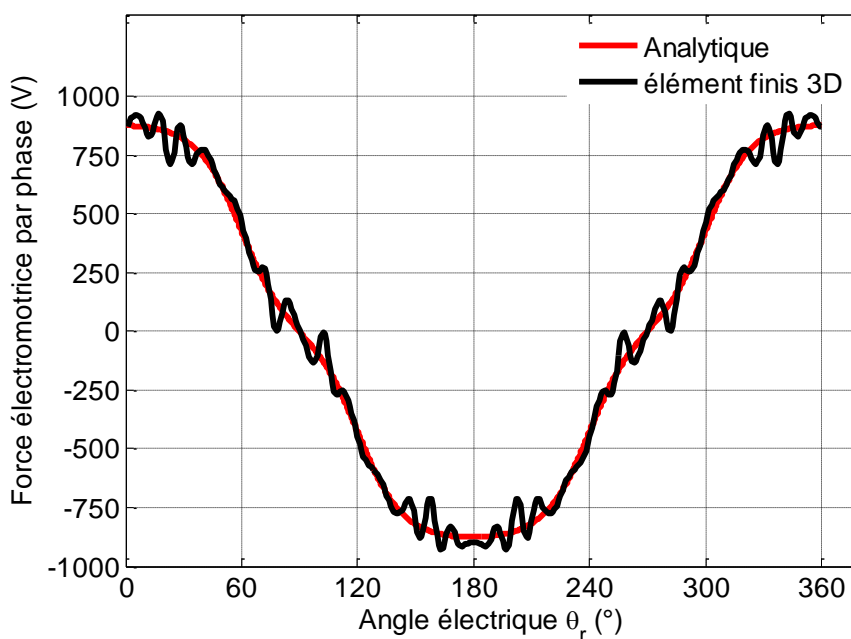
**Figure. III.8.** distribution de l'induction sur la surface du stator face au pôle.

Le flux sous pôle à vide vue par une spire est relevé à partir du calcul numérique 3D en magnétostatique sur toute une période avec un pas de 5° électrique. La figure III.9 montre une bonne concordance entre la caractéristique du flux relevée par éléments finis 3D et la caractéristique du flux calculée par le modèle analytique. Les

caractéristiques de la force électromotrice par phase calculées à partir des deux caractéristiques de flux sont représentées sur la figure III.10. Ces 2 caractéristiques de la force électromotrice sont concordantes sur toute la période. Toutefois, on peut remarquer la présence d'harmoniques supplémentaires sur la courbe de la force électromotrice calculée par éléments finis 3D. Ces harmoniques additionnels peuvent être dus à l'effet des encoches et à l'effet du maillage lors des calculs effectués par EF3D pour les différentes positions rotoriques.



**Figure. III.9.** distribution du flux à vide en fonction de la position rotorique pour le calcul analytique et éléments finis 3D.



**Figure. III.10.** force électromotrice à vide et par phase d'un stator (calcul analytique et éléments finis 3D).

Le couple électromagnétique en fonction de la position rotorique (angle électrique) est calculé en sommant les couples électromagnétiques des  $m$  phases de la génératrice. Le couple électromagnétique d'une phase est obtenu en multipliant la force électromotrice de la phase à vide par le courant parcourant la même phase. Les courants de phase sont ici supposés parfaitement sinusoïdaux. Les couples électromagnétiques obtenus pour le calcul analytique et numérique 3D sont représentés sur la figure III.11. Il est à noter que la valeur moyenne du couple électromagnétique calculée analytiquement est égale à la valeur spécifiée et vaut 191kNm tandis que la valeur moyenne calculée par éléments finis 3D vaut 190kNm. L'écart entre les deux calculs est de 0,5%.

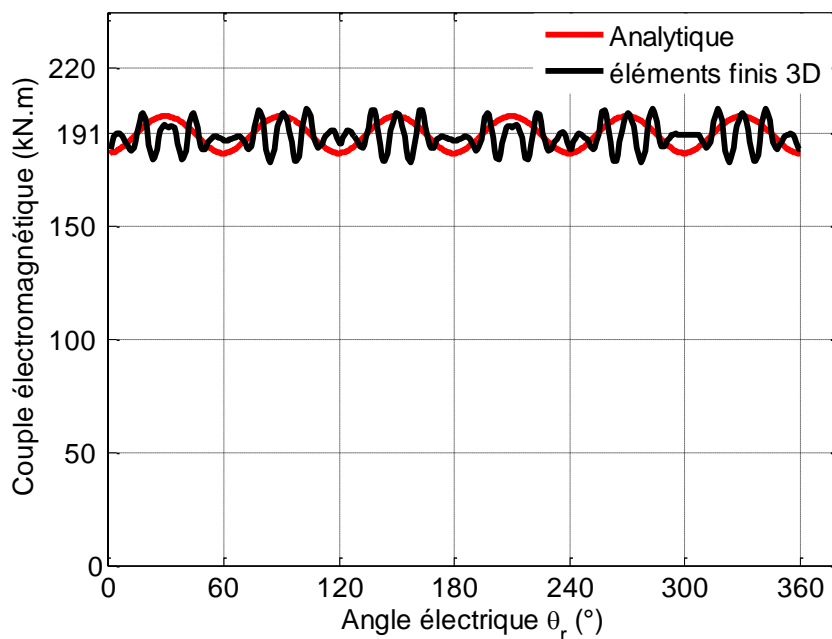
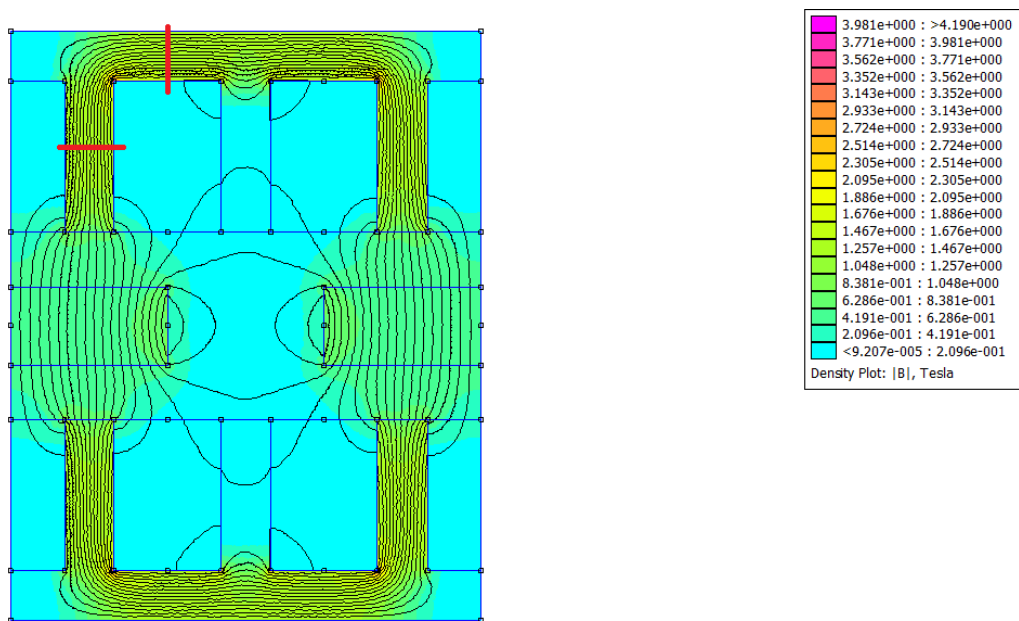


Figure. III.11. couple électromagnétique calculé analytiquement et par éléments finis 3D.

### III.3.3.2. Validation en 2D des calculs des niveaux d'induction (saturation, désaimantation)

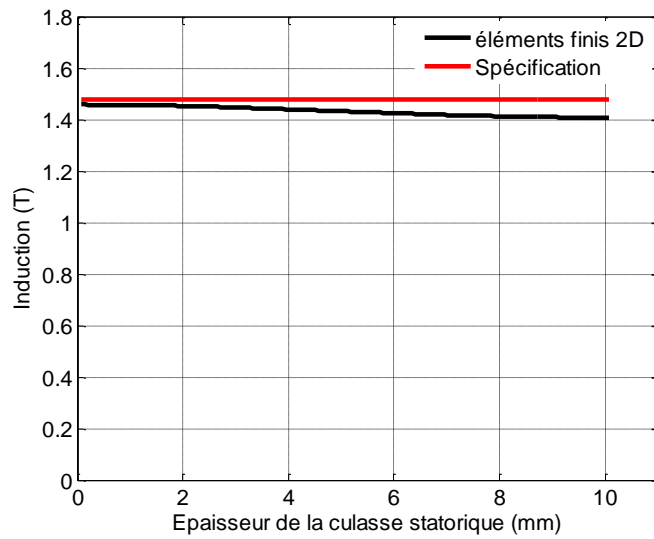
Le but ici est de vérifier les calculs analytiques des épaisseurs de culasses et du champ de désaimantation des aimants. Cette validation est faite à l'aide de calculs éléments finis 2D. La figure III.12 s représente une cartographie du champ issue d'un calcul par éléments finis 2D (EF2D) effectué avec le logiciel FEMM [Mek01]. Cette simulation montre les niveaux d'inductions sur un pôle de la génératrice à flux axial à double stator en charge (charge nominale en courant à  $A_L=19520$  A/m) et sur une section définie au rayon moyen. Les flux rotorique et statorique sont pris additifs ( $\psi=\pi/2$ ) ce qui correspond à l'hypothèse considérée dans le modèle analytique de dimensionnement. Il est à préciser que le facteur de correction des fuites de flux 3D n'est pas pris en compte dans le dimensionnement des culasses magnétiques. En effet, le facteur 3D prend en compte la baisse d'induction aux extrémités des aimants pour corriger la valeur moyenne du

flux. Toutefois, au milieu de la longueur active de la génératrice (suivant la direction d'orientation des encoches), les culasses sont soumises à une valeur proche de l'induction maximale d'entrefer. Dans ces conditions, la figure III.12 montre des niveaux d'induction dans les culasses magnétiques proches de la valeur d'induction spécifiée initialement dans le modèle analytique de dimensionnement de la génératrice.

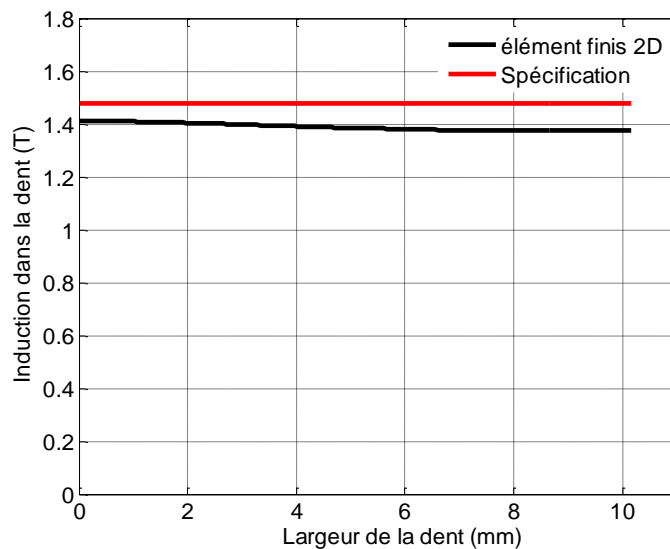


**Figure. III.12.** cartographie de l'induction sur un pôle de la génératrice (calculée par éléments finis 2D sous hypothèse de flux statorique et rotorique additifs).

Pour une évaluation plus précise des niveaux d'inductions dans les culasses magnétiques, nous relevons la distribution de l'induction sur une section de culasse statorique et une section de dent sur sa largeur (les sections sont en traits rouges sur la figure III.12). La distribution de l'induction est donnée en fonction de l'épaisseur de la culasse et de la largeur de dent sur les figures III.13 et III.14. Nous constatons à partir de ces figures que les niveaux d'inductions moyennes maximales dans les dents et les culasses sont légèrement inférieurs (1,4 T pour la dent et 1,44 T pour la culasse) à ce qui a été fixé dans le modèle lors du dimensionnement (1,48T). Ceci peut vraisemblablement s'expliquer du fait que le calcul analytique des épaisseurs ne prenne pas en compte les fuites de flux du bobinage au stator et dans l'entrefer lorsque l'on estime l'influence du champ de réaction d'induit.



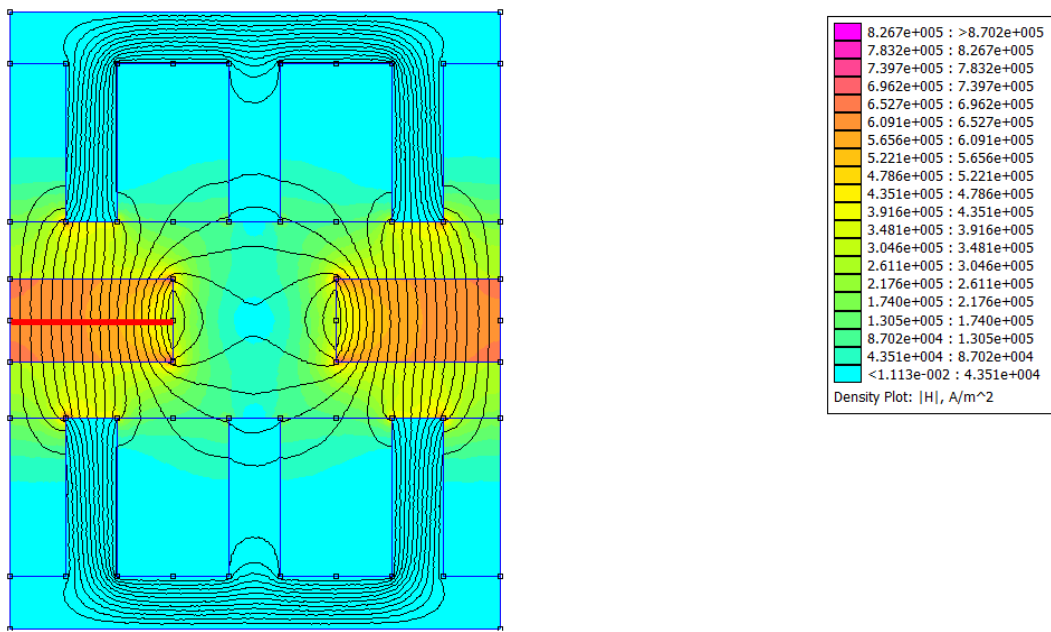
**Figure. III.13.** distribution de l'induction sur une section de la culasse statorique, hypothèse de flux statorique et rotorique additifs.



**Figure. III.14.** distribution de l'induction sous une largeur de dent, hypothèse de flux statorique et rotorique additifs.

En ce qui concerne le champ magnétique de désaimantation, la figure III.15 donne la cartographie du champ magnétique sur une section de la génératrice à flux axial à double stator définie sous un pôle et au rayon moyen. Ce calcul est effectué en charge nominale sous hypothèse de flux statorique et rotorique soustractifs. Le champ magnétique maximal calculé par EF 2D auquel sont soumis les aimants ne dépasse pas la valeur du champ coercitif  $H_{cj}$  fixée comme contrainte dans le cahier des charges.

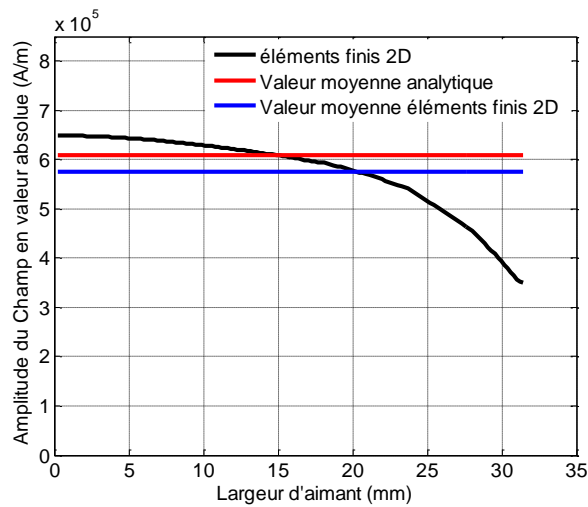




**Figure. III.15.** cartographie du champ sous pôle, hypothèse de flux rotorique et statorique soustractifs.

La figure III.16 donne la répartition du champ magnétique de désaimantation sous une demi-largeur d'un aimant nord (trait rouge sur la figure III.15). On relève que la valeur moyenne du champ magnétique de désaimantation calculée par EF2D est inférieure d'environ 5% à la valeur calculée analytiquement. Cette différence comme précédemment peut être due aux hypothèses simplificatrices utilisées pour l'estimation du champ créé par le bobinage au stator (calcul « sans fuites » avec hypothèse de conservation du flux statorique).

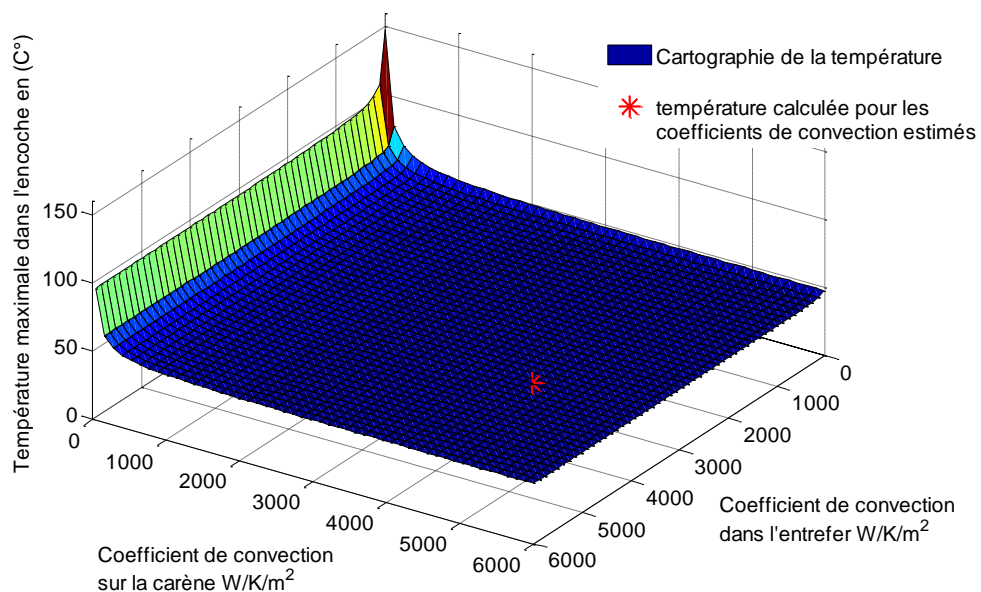
La distribution locale du champ de désaimantation sur la largeur de l'aimant (figure III.16) montre que le champ présente une valeur crête supérieure d'environ 15% à la valeur moyenne. Cette valeur extrême se situe au milieu de l'aimant sur sa largeur, alignée sur l'axe d'une encoche alimentée par le courant maximal. Pour éviter tout risque de désaimantation des aimants, il serait judicieux de limiter la contrainte sur le champ magnétique de désaimantation à une valeur inférieure d'environ 20% de la valeur du champ coercitif  $H_{cj}$ . Cette marge permettra d'éviter la désaimantation locale des aimants si la contrainte vient à être saturée.



**Figure. III.16.** distribution du champ magnétique de désaimantation dans l'aimant, pris sous une demie largeur au milieu de l'aimant (le calcul se base sur l'hypothèse de flux statorique et rotorique soustractifs).

### III.3.4. Sensibilité du modèle thermique aux valeurs des coefficients de convection et aux épaisseurs d'isolants

Nous n'avons rencontré dans la littérature que très peu d'études hydrodynamiques s'intéressant au calcul des coefficients de convection, pour des géométries proches d'une machine à flux axial en Rim-Driven (valeurs de l'entrefer et longueur de la machine). De ce fait, les formules retenues pour le calcul des coefficients de convection n'ont pas été forcément validées pour les gammes de Reynolds caractérisant les écoulements au niveau des parois de la génératrice étudiée. Une étude de sensibilité est donc effectuée pour vérifier l'influence de la valeur de ces coefficients de convection sur la sensibilité de la température maximale dans l'encoche calculée par le modèle thermique.



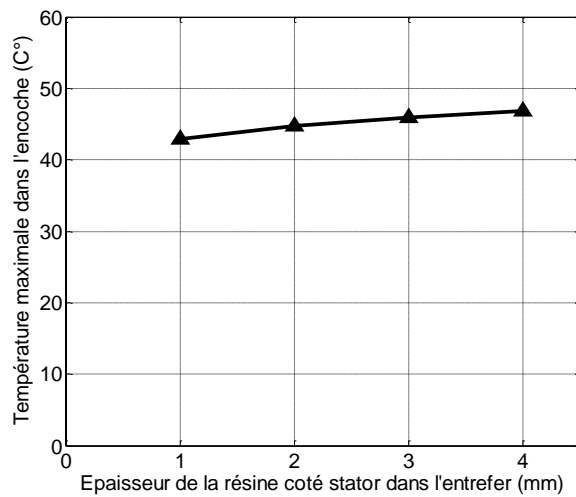
**Figure. III.17.** sensibilité de la température maximale dans l'encoche à la variation des coefficients de convection dans l'entrefer et sur la carène.

La figure III.17, représente une cartographie de la variation de la température maximale dans l'encoche calculée par le modèle thermique, en fonction des coefficients de convections utilisés pour modéliser les échanges au niveau de l'entrefer et la carène. L'entrefer est considéré immergé dans l'eau de mer avec une épaisseur de l'isolant égale à 2mm, l'isolant sépare le stator de l'eau dans l'entrefer. Les coefficients de convection considérés dans l'entrefer et sur la carène varient de 30 W/K/m<sup>2</sup> à 6000 W/K/m<sup>2</sup>. La température dans l'encoche est de 45°C pour des coefficients de convection estimés analytiquement par le modèle présenté au chapitre II. Ces coefficients valent, d'après les formules hydrodynamiques utilisées, 3800 W/K/m<sup>2</sup> dans l'entrefer et à 4515 W/K/m<sup>2</sup> sur la carène. La figure III.17 montre que les coefficients de convections calculés analytiquement ont des valeurs élevées et que de ce fait la température dans l'encoche est très peu sensible à la valeur des coefficients de convection, car les résistances thermiques de convections sont faibles par rapport à celles de conduction. La température dans l'encoche varie de manière sensible uniquement lorsque les valeurs des coefficients de convection dans l'entrefer et sur la carène sont en dessous de 1000W/K/m<sup>2</sup>. Au-dessus de ce seuil, les écarts de température sont inférieurs à 5% par rapport à la température initialement calculée. On constate également que la température dans l'encoche est très peu sensible au coefficient d'échange thermique avec l'entrefer si la valeur du coefficient de convection sur la paroi extérieur de la carène est suffisamment élevée (typiquement au dessus de 1000 W/K/m<sup>2</sup>). De ce fait la génératrice restera bien refroidie même si l'entrefer est étanche et non immergé.

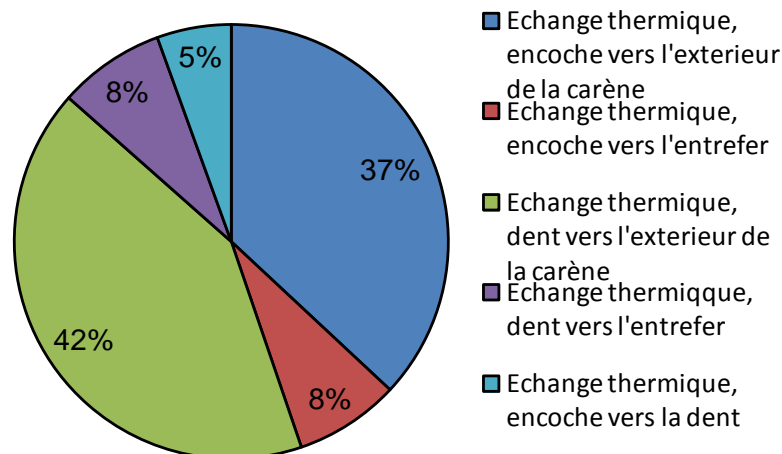
La température dans l'encoche dépend également de l'épaisseur de l'isolant séparant le stator de l'eau de mer dans l'entrefer. La figure III.18 donne la variation de la température dans l'encoche en fonction de l'épaisseur de l'isolant. Cette figure est établie en variant l'épaisseur de l'isolant de 1mm à 4mm. Le résultat montre une température dans l'encoche peu sensible à l'épaisseur de l'isolant. Ceci peut s'expliquer par le fait que le flux thermique transite majoritairement vers le milieu extérieur par la carène (plus de 80% transite par la surface externe de la carène). La répartition des transits des flux thermiques est illustrée par la figure III.18b et le tableau III.4.

**Tableau III.4.** échanges thermiques sur une portion du stator définie sous une largeur de pas dentaire (donnés pour une épaisseur d'isolant de 2mm).

Echange thermique depuis l'encoche vers l'extérieur de la carène	6,14	W
Echange thermique depuis l'encoche vers l'entrefer	1,3	W
Echange thermique depuis la dent vers l'extérieur de la carène	6,94	W
Echange thermique depuis la dent vers l'entrefer	1,32	W
Echange thermique depuis l'encoche vers la dent	0,92	W



(a)



(b)

**Figure. III.18.** (a) sensibilité de la température maximale dans l'encoche à l'épaisseur de l'isolant statorique du coté entrefer, (b) répartition des flux thermiques pour une épaisseur d'isolant de 2mm.

### III.4. Etude comparative de génératrices à aimants permanents pour un cahier des charges Rim-Driven

Dans cette partie, nous dimensionnons une génératrice à AP à flux axial à simple stator et une génératrice à AP à flux radial pour une intégration de type Rim-Driven avec entrefer immergé dans l'eau de mer. Le but est de comparer ces deux topologies de génératrices avec la génératrice à flux axial à double stator dimensionnée dans la section précédente. Ces trois génératrices sont dimensionnées pour le même cahier des charges, un entrefer mécanique total égal, une topologie de bobinage et des contraintes identiques sur la tension de phase, le rendement et le facteur de puissance sont aussi pris identiques.

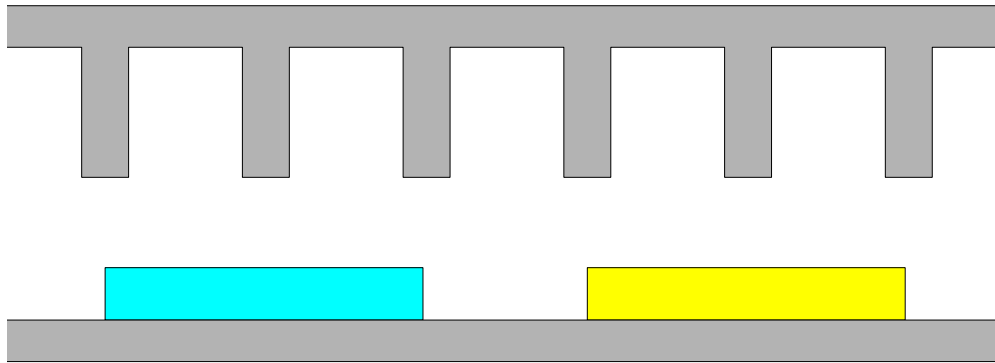
Les dimensions et les performances (rendement, facteurs de puissances...etc) des trois génératrices calculées pour ce cahier des charges sont présentées sur les

**Chapitre III : Validation des modèles et étude de génératrices à aimants permanents pour des cahiers des charges d'hydroliennes**

tableaux III.3, III.5 et III.6. La figure III.19 montre une représentation à l'échelle d'une section définie au rayon moyen sur une paire de pôles de la génératrice à flux axial à simple stator. La figure III.20a montre une représentation des dimensions de la génératrice à flux radial tandis que la figure III.20.b présente une vue d'ensemble de cette même génératrice.

**Tableau III.5.** caractéristiques de la génératrice à AP à flux axial à simple stator (calculée pour un cahier des charges Rim-Driven).

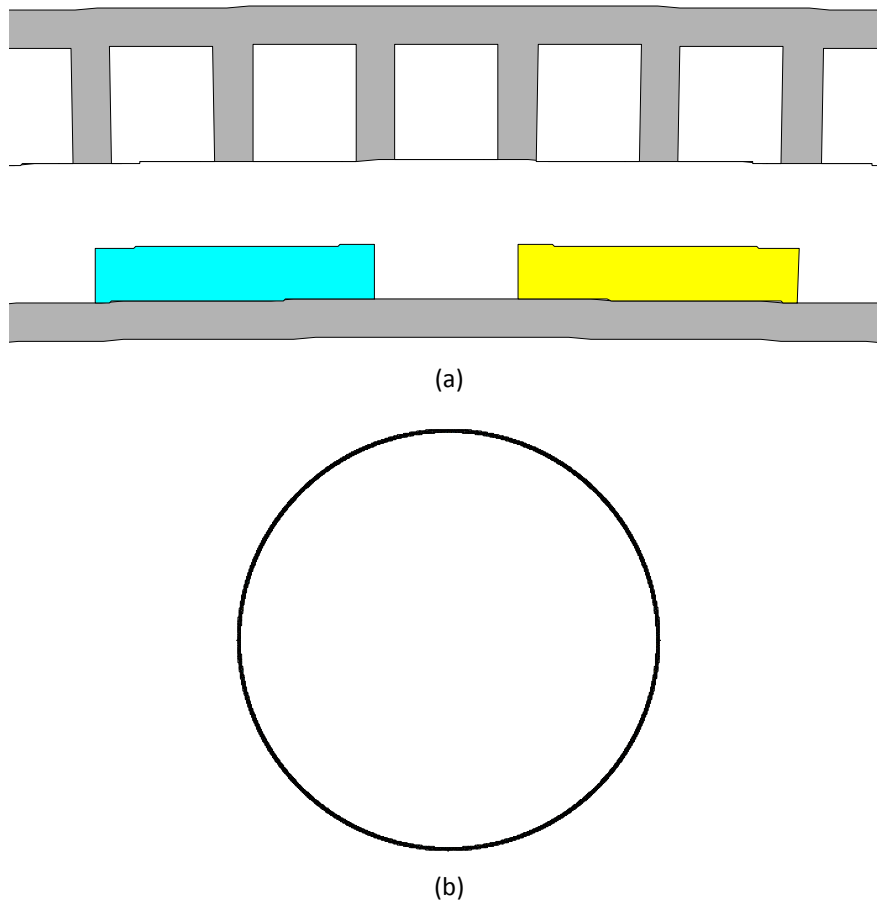
Génératrice à AP à flux axial à simple stator associée en Rim-Driven (300 kW)				
<b>x*</b>	Densité de courant efficace dans les conducteurs	$J$	2,22	A/mm <sup>2</sup>
	Densité linéique de courant au stator (valeur efficace)	$A_L$	24121	A/m
	Induction maximale d'entrefer	$B_{gmax}$	0,345	T
	Nombre de conducteurs en série par encoche	$ncd$	6	-
	Nombre de paires de pôles	$p$	152	-
<b>g*</b>	Rayon magnétique externe de la génératrice	$R_e$	5,659	m
	Rayon magnétique interne	$R_i$	5,5	m
	Rayon externe total (avec têtes de bobines)	$R_{e\_tot}$	5,801	m
	Longueur active (épaisseur radiale)	$\Delta R$	15,9	cm
	Épaisseur radiale totale (avec têtes de bobines)	-	30,2	cm
	Rayon moyen	$R_m$	5,5795	m
	Largeur de pôle définie au rayon moyen	$\tau$	11,53	cm
	Ouverture relative des dents	$\beta_t$	29,189	%
	Épaisseur de la culasse statorique	$Z_{Ys}$	1	cm
	Épaisseur de la culasse rotorique	$Z_{Yr}$	1	cm
	Profondeur d'encoche	$Z_{hs}$	3,076	cm
	Épaisseur d'aimants	$Z_{hm}$	12,5	mm
	Entrefer (aimant/stator)	$Z_g$	22	mm
	Tension simple de phase (valeur efficace)	$V$	690	V
Force électromotrice (f.e.m) (valeur efficace du 1 <sup>er</sup> harmonique)	$E_1$	647,2	V	
Courant de phase (valeur efficace)	$I$	155,5	A	
Facteur de puissance à la vitesse de base	$FP$	0,9	-	
Résistance statorique	$r_s$	0,15	$\Omega$	
Inductance cyclique	$L_s$	8	mH	
Réactance synchrone	$X_s$	1,91	$\Omega$	
Rendement électrique	$\eta_{elec}$	0,96	-	
Champ maximal dans l'aimant	$H_{max}$	0.59	MA/m	
Température maximale dans l'encoche	$T_{enc}$	43	°C	
Pertes Joule	$P_J$	10,691	kW	
Pertes fer	$P_{fer}$	1,31	kW	
Coût total des parties actives	-	49,342	k\$	
Masse totale des parties actives	-	1467,5	kg	
Taux de fuites 3D sur le flux magnétique des aimants	-	4,77	%	



**Figure. III.19.** dessin à l'échelle d'une section bipolaire définie au rayon moyen de la génératrice à AP à flux axial à simple stator.

**Tableau III.6.** caractéristiques de la génératrice à AP à flux radial calculée pour un cahier des charges Rim-Driven.

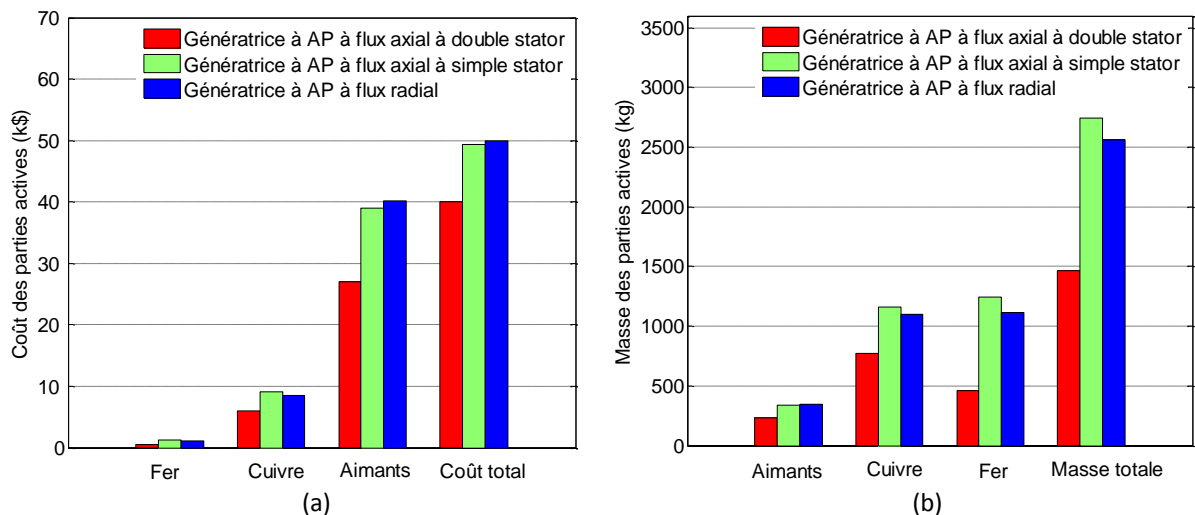
Génératrice à AP à flux radial associée en Rim-Driven (300 kW)				
$x^*$	Densité de courant efficace dans les conducteurs	$J$	2,3	A/mm <sup>2</sup>
	Densité linéique de courant au stator (valeur efficace)	$A_L$	25151	A/m
	Induction maximale d'entrefer	$B_{gmax}$	0,3644	T
	Nombre de conducteurs en série par encoche	$ncd$	6	-
	Nombre de paires de pôles	$p$	158	-
$g^*$	Rayon magnétique externe de la génératrice	$R_e$	5,586	m
	Rayon magnétique interne	$R_i$	5,5	m
	Longueur active	$L_m$	14,7	cm
	Longueur totale (avec têtes de bobines)	-	28,4	cm
	Rayon d'alésage	$R_s$	5.55	m
	Largeur de pôle définie au rayon moyen	$\tau$	11	cm
	Ouverture relative des dents	$\beta_t$	27.434	%
	Epaisseur de la culasse statorique	$h_{ys}$	1	cm
	Epaisseur de la culasse rotorique	$h_{yr}$	1	cm
	Profondeur d'encoche	$h_s$	3	cm
	Epaisseur d'aimants	$h_m$	14,1	mm
	Entrefer (aimant/stator)	$h_g$	22	mm
	Tension simple de phase (valeur efficace)	$V$	690	V
Force électromotrice (f.e.m) (valeur efficace au 1 <sup>ier</sup> harmonique)	$E_1$	648,6	V	
Courant de phase (valeur efficace)	$I$	154,2	A	
Facteur de puissance à la vitesse de base	$FP$	0,9	-	
Résistance statorique	$r_s$	0,152	$\Omega$	
Inductance cyclique	$L_s$	7,6	mH	
Réactance synchrone	$X_s$	1,9	$\Omega$	
Rendement électrique	$\eta_{elec}$	0,96	-	
Champ maximal dans l'aimant	$H_{max}$	0,56	MA/m	
Temperature maximale dans l'encoche	$T_{enc}$	36	°C	
Pertes Joule	$P_j$	10,769	kW	
Pertes fer	$P_{fer}$	1,233	kW	
Coût total des parties actives	-	49,9	k\$	
Masse totale des parties actives	-	2560	kg	
Taux de fuites de flux magnétique 3D sur le flux des aimants	-	5,38	%	



**Figure. III.20.** (a) dessin à l'échelle d'une paire de pôles de la génératrice à AP à flux radial, (b) vue d'ensemble de la génératrice (diamètre interne de 11m).

Une comparaison des coûts des parties actives est établie entre les trois génératrices obtenues (génératrices à flux axial à double stator, génératrice à flux axial à simple stator et la génératrice à flux radial). Elle montre que la génératrice à flux axial à double stator présente un coût total des parties actives réduit de 20% par rapport aux deux autres génératrices (figure III.21a). La génératrice à flux radial présente un coût total des parties actives comparable à celui de la génératrice à flux axial à simple stator (figure III.21a). Ce résultat peut être expliqué par le fait que la génératrice à flux axial à double stator présente un double entrefer. Pour les trois génératrices calculées en Rim-Driven, le coût des tôles ferromagnétiques représente environ 1 à 2% du coût total tandis que les aimants représentent environ 80% du coût total. Le cuivre représente 18% du coût total. Il est à noter qu'environ 55% du cuivre de ces génératrices est localisé dans les têtes de bobines. Ceci est caractéristique des génératrices dimensionnées pour des cahiers des charges Rim-Driven. En effet, la génératrice du fait qu'elle se situe à la périphérie de l'hélice (très grand diamètre) a une très faible longueur active. L'adoption d'un bobinage plus approprié (par exemple un bobinage concentré) permettrait un gain significatif en volume de cuivre aux têtes de bobines et une amélioration du rendement.

La comparaison des masses des parties actives montre que la génératrice à flux axial à double stator présente une masse totale des parties actives inférieure de 40% à la masse totale des parties actives des deux autres génératrices (figure III.21b). L'étude montre également que la génératrice à flux axial à simple stator et la génératrice à flux radial ont des masses totales des parties actives comparables (figure III.21.a). en plus de la meilleure compacité de la machine à AP à double stator liée à la présence d'un double entrefer, l'utilisation d'un rotor sans fer contribue à la réduction de la masse du fer. Notons aussi que pour les trois génératrices, le cuivre et le fer occupent chacun plus de 40% de la masse totale de la génératrice tandis que les aimants occupent moins de 10% de la masse totale.



**Figure. III.21.** comparaison des trois génératrices calculées pour un cahier des charges Rim-Driven, (a) comparaison des coûts des parties actives, (b) comparaison des masses des parties actives.

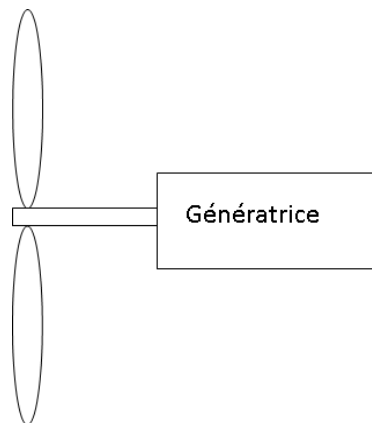
Nous n'avons pas considéré dans cette étude comparative les masses et des coûts des matériaux magnétiques structurels utilisés pour assurer la tenue mécanique de ces génératrices ainsi que des coûts de fabrication et d'assemblage. Les structures magnétiques à flux axial sont mécaniquement plus complexes que les machines à flux radial [Mcd01]. La fabrication et l'assemblage des machines à flux axial sont donc plus délicats et nécessitent plus de matériaux structurels [Mue01]. Ceci occasionne des surcoûts et des masses supplémentaires dont l'impact n'est pas évalué dans cette étude comparative.

### **III.5. Etude comparative de génératrices à aimants permanents pour un cahier des charges POD**

Dans cette section, une comparaison des coûts et des masses des parties actives est menée pour une intégration de type POD des trois génératrices avec la turbine. Comme c'est le cas dans la section précédente, ces trois génératrices consistent en une



génératrice à AP à flux axial à double stator, une génératrice à AP à flux axial à simple stator et une génératrice à AP à flux radial. Nous rappelons que dans une intégration de type POD la génératrice est placée dans une nacelle accouplée dans l'axe derrière la turbine (Figure III.22). Dans ce cas, il est nécessaire d'introduire une contrainte sur le diamètre externe total de la génératrice pour éviter de dégrader fortement le comportement hydrodynamique de la turbine (la nacelle ne doit pas perturber de manière trop significative l'écoulement dans le disque de l'hélice). Le diamètre interne de la génératrice est quant à lui relâché. En dehors de ces 2 spécificités, la procédure d'optimisation utilisée pour le dimensionnement est identique au cas d'une intégration en Rim-Driven. L'objectif (minimisation du coût des parties actives), les contraintes (rendement, facteur de puissance et autres contraintes géométriques) et les variables utilisées sont similaires au cas précédent.



**Figure. III.22.** principe d'accouplement de la génératrice avec l'hélice en POD.

Toutefois le diamètre des génératrices de type POD étant plus faible que pour le Rim-Driven, un entrefer aimant/stator de 5mm est fixé. L'analyse de la thermique effectuée précédemment a montré que la température dans l'encoche est très peu sensible à la valeur du coefficient de convection dans l'entrefer. Par conséquent, nous supposons pour le cas des intégration en POD, un entrefer étanche (non immergé). Nous imposons un coefficient de convection de  $35\text{W/K/m}^2$  dans l'entrefer. La contrainte sur le diamètre externe total des génératrices est ici fixée à 3m ( $\frac{1}{4}$  du diamètre de la turbine). La valeur de cette contrainte sur le diamètre résulte d'un compromis entre les performances (rendement) de la turbine et le coût et la masse de la génératrice et correspond aux valeurs relatives typiques que l'on retrouve pour les turbines et les propulseurs marins industriels.

Suivant le cahier des charges retenu (300kW à 15 tr/min), il s'est avéré qu'il était difficile d'intégrer une génératrice à flux axial à double stator dans un volume dont le diamètre est contraint à moins de 3m. La contrainte sur le diamètre ne permet pas de

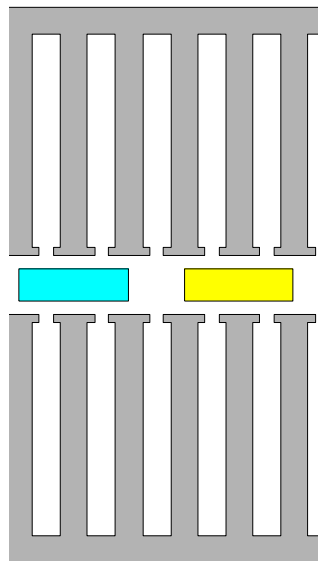
disposer d'une surface d'entrefer suffisante pour satisfaire les contraintes (en particulier la contrainte sur le rendement). La solution adoptée pour respecter le cahier des charges défini est de dimensionner deux génératrices à flux axial à double stator accouplées ensemble dont la puissance est de 150kW chacune. Les dimensions et les indicateurs de performance de chacune de ces génératrices à flux axial à double stator de 150kW sont donnés dans le tableau III.7. Un dessin à l'échelle du circuit magnétique de cette génératrice est également donné sur la figure III.23. La même difficulté s'est posée également pour la machine à flux axial à simple stator, la solution a consisté à dimensionner alors quatre génératrices à flux axial à simple stator accouplées ensemble de 75kW chacune. Les dimensions et les indicateurs de performance de ces génératrices à flux axial à simple stator de 75kW sont donnés dans le tableau III.8, un dessin à l'échelle de cette génératrice est également donné sur la figure III.24. En revanche une génératrice à flux radial unique peut s'intégrer dans le volume défini pour la nacelle. Les résultats pour cette génératrice à flux radial de 300kW sont donnés dans le tableau III.9. Un dessin de la génératrice est aussi donné sur la figure III.25.

**Tableau III.7.** génératrice à AP à flux axial à double stator calculée pour un cahier des charges POD.

Génératrice à AP à flux axial à double stator associée en POD (2x150 kW)				
<b>x*</b>	Densité de courant efficace dans les conducteurs	$J$	1,485	A/mm <sup>2</sup>
	Densité linéique de courant au stator (valeur efficace)	$A_L$	30025	A/m
	Induction maximale d'entrefer	$B_{gmax}$	0,628	T
	Nombre de conducteurs en série par encoche	$n_{cd}$	16	-
	Nombre de paires de pôles	$p$	64	-
	Rayon magnétique interne	$R_i$	1,09	m
<b>g*</b>	Rayon magnétique externe	$R_e$	1,46	m
	Rayon externe total (avec têtes de bobines)	$R_{e\ tot}$	1,496	m
	Longueur active (épaisseur radiale)	$\Delta R$	33,4	cm
	Épaisseur radiale totale (avec têtes de bobines)	-	45,7	m
	Rayon moyen	$R_m$	1,257	m
	Largeur de pôle définie au rayon moyen	$\tau$	6,17	cm
	Ouverture relative des dents	$\beta_t$	49,05	%
	Épaisseur de la culasse statorique	$Z_\gamma$	1	cm
	Profondeur d'encoche	$Z_{hs}$	8	cm
	Épaisseur d'aimants	$Z_{hm}$	12	mm
	Entrefer (aimant/stator)	$Z_g$	5	mm
	Tension simple de phase (valeur efficace)	$V$	690	V
	Force électromotrice (f.e.m) (valeur efficace au 1 <sup>ier</sup> harmonique)	$E_1$	647,8	V
Courant de phase (valeur efficace)	$I$	38,6	A	
Facteur de puissance à la vitesse de base	$FP$	0,9	-	
Résistance statorique	$r_s$	0,57	$\Omega$	
Inductance cyclique	$L_s$	74,8	mH	
Réactance synchrone	$X_s$	7,52	$\Omega$	
Rendement électrique	$\eta_{elec}$	0,96	-	
Champ maximal dans l'aimant	$H_{max}$	0.609	MA/m	

**Chapitre III : Validation des modèles et étude de génératrices à aimants permanents pour des cahiers des charges d'hydroliennes**

Temperature maximale dans l'encoche	$T_{enc}$	47	°C
Pertes Joule	$P_J$	5,088	kW
Pertes fer	$P_{fer}$	0,912	kW
Coût total des parties actives (1 génératrice de 150kW)	-	29,438	k\$
Masse totale des parties actives (1 génératrice de 150kW)	-	17752	kg
Taux de fuites de flux magnétique 3D aux extrémités des aimants	-	1.34	%

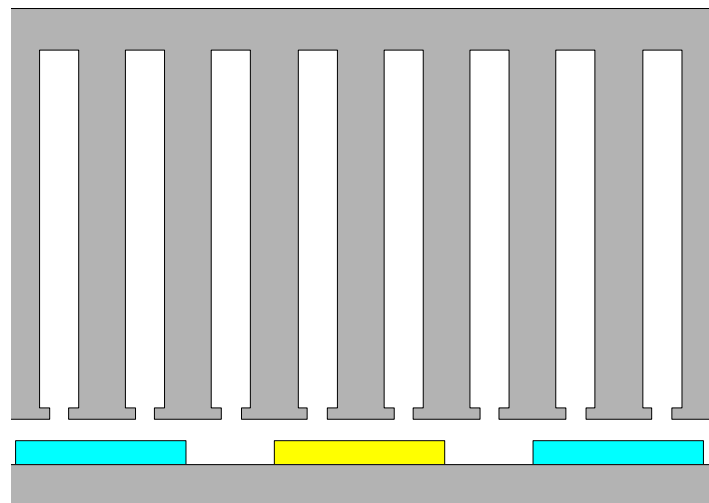


**Figure. III.23.** dessin à l'échelle sur une section bipolaire définie au rayon moyen de la génératrice à AP à flux axial à double stator (calculée pour un cahier des charges POD (150kW ; 15tr/mn)).

**Tableau III.8.** génératrice à AP à flux axial à simple stator calculée pour un cahier des charges POD.

Génératrice à AP à flux axial à simple stator associée en POD (4x75 kW)			
$X^*$	Densité de courant efficace dans les conducteurs	$J$	1,425 A/mm <sup>2</sup>
	Densité linéique de courant au stator (valeur efficace)	$A_L$	27989 A/m
	Induction maximal d'entrefer	$B_{gmax}$	0.62 T
	Nombre de conducteurs en série par encoche	$ncd$	15
	Nombre de paires de pôles	$p$	62
	Rayon magnétique interne	$R_i$	1,05 m
$g^*$	Rayon magnétique externe	$R_e$	1,422 m
	Rayon externe total (avec têtes de bobines)	$R_{e\ tot}$	1,494 m
	Longueur active (épaisseur radiale)	$\Delta R$	37,2 cm
	Épaisseur radiale totale (avec têtes de bobines)	-	51,6 m
	Rayon moyen	$R_m$	1,236 m
	Largeur de pôle définie au rayon moyen	$\tau$	6,3 cm
	Ouverture relative des dents	$\beta_\tau$	54,76 %
	Épaisseur de la culasse statorique	$Z_{ys}$	1 cm
	Épaisseur de la culasse rotorique	$Z_{yr}$	1 cm
	Profondeur d'encoche	$Z_{hs}$	8,7 cm
Épaisseur d'aimants	$Z_{hm}$	5,77 mm	

Entrefer (aimant/stator)	$Z_g$	5	mm
Tension simple de phase (valeur efficace)	$V$	690	V
Force électromotrice (f.e.m) (valeur efficace au 1 <sup>er</sup> harmonique)	$E_1$	641,9	V
Courant de phase (valeur efficace)	$I$	38,95	A
Facteur de puissance à la vitesse de base	$FP$	0,9	-
Résistance statorique	$r_s$	0,537	$\Omega$
Inductance cyclique	$L_s$	79,3	mH
Réactance synchrone	$X_s$	7,72	$\Omega$
Rendement électrique	$\eta_{elec}$	0,96	-
Champ maximal dans l'aimant	$H_{max}$	0.52	MA/m
Temperature maximale dans l'encoche	$T_{enc}$	47	°C
Pertes Joule	$P_J$	2,442	kW
Pertes fer	$P_{fer}$	0,558	kW
Coût total des parties actives (1 génératrice de 75kW)	-	15,921	k\$
Masse totale des parties actives (1 génératrice de 75kW)	-	2278	Kg
Taux de fuites de flux magnétique 3D aux extrémités des aimants	-	0,59	%

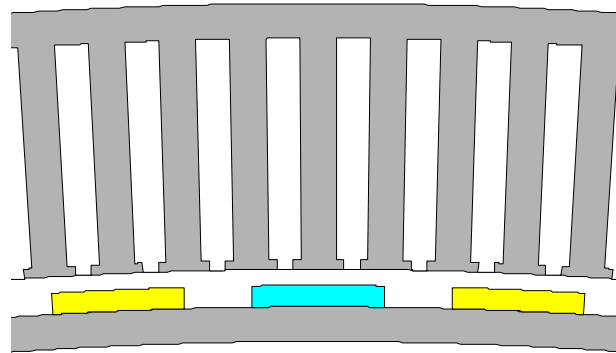


**Figure. III.24.** dessin à l'échelle d'une section définie au rayon moyen de la génératrice à AP à flux axial à simple stator (calculée pour un cahier des charges POD (75kW ; 15tr/min)).

**Tableau III.9.** génératrice à AP à flux radial calculée pour un cahier des charges POD.

Génératrice à AP à flux radial associée en POD (300 kW)			
$x^*$	Densité de courant efficace dans les conducteurs	$J$	2,214 A/mm <sup>2</sup>
	Densité linéique de courant au stator (valeur efficace)	$A_L$	37214 A/m
	Induction maximale d'entrefer	$B_{gmax}$	0,656 T
	Nombre de conducteurs en série par encoche	$n_{cd}$	5
	Nombre de paires de pôles	$p$	71
	Rayon magnétique interne	$R_i$	1,39 m
$g^*$	Rayon magnétique externe de la génératrice	$R_e$	1,495 m
	Longueur active (épaisseur radiale)	$L_m$	80,7 cm
	Longueur totale (avec têtes de bobines)	-	88 cm

Rayon d'alésage	$R_s$	1,413	m
Largeur de pôle	$\tau$	6,3	cm
Ouverture relative des dents	$\beta_r$	52,25	%
Épaisseur de la culasse statorique	$h_{ys}$	1	cm
Épaisseur de la culasse rotorique	$h_{yr}$	1	cm
Profondeur d'encoche	$h_s$	6,9	cm
Épaisseur d'aimants	$h_m$	6,6	cm
Entrefer (aimant/stator)	$h_g$	5	mm
Tension simple de phase (valeur efficace)	$V$	690	V
Force électromotrice (f.e.m) (valeur efficace au 1 <sup>er</sup> harmonique)	$E_1$	645	V
Courant de phase (valeur efficace)	$I$	155	A
Facteur de puissance à la vitesse de base	$FP$	0,9	-
Résistance statorique	$r_s$	0,154	$\Omega$
Inductance cyclique	$L_s$	17,4	mH
Réactance synchrone	$X_s$	1,94	$\Omega$
Rendement électrique	$\eta_{elec}$	0,96	-
Champ maximal dans l'aimant	$H_{max}$	0,5	MA/m
Température maximale dans l'encoche	$T_{enc}$	36,5	$^{\circ}\text{C}$
Pertes Joule	$P_J$	10,572	kW
Pertes fer	$P_{fer}$	1,428	kW
Coût total des parties actives	-	39,232	k\$
Masse totale des parties actives	-	4812	kg
Taux de fuites de flux magnétique 3D aux extrémités des aimants	-	0,3	%

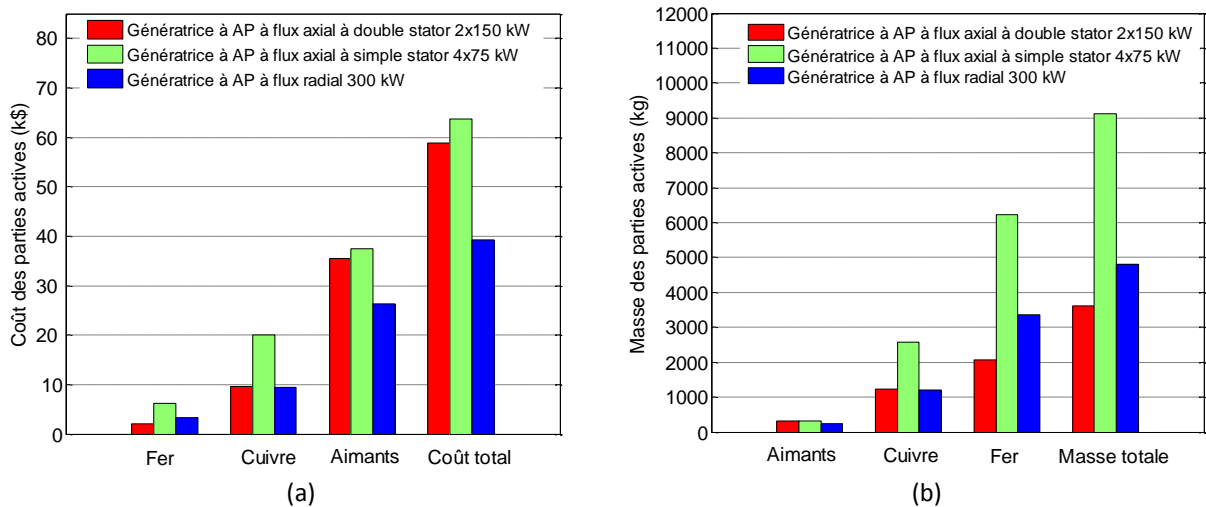


**Figure. III.25.** dessin à l'échelle d'une section de la génératrice à AP à flux radial (calculée pour un cahier des charges POD (300kW, 15 tr/min)).

On peut constater à partir de la figure III.26a que la génératrice à flux radial présente le coût des parties actives le plus bas. Le coût des parties actives de la génératrice à flux radial est inférieur de 32% par rapport à celui des 2 génératrices à flux axial à double stator (2x150kW) et de 38% par rapport aux quatre génératrices à flux axial à simple stator (4x75kW). En effet, la contrainte sur le diamètre externe des génératrices à flux axial conduit à l'augmentation de la longueur active des conducteurs et donc à une diminution pénalisante du rayon moyen de l'entrefer. Ceci peut expliquer le fait que les génératrices à flux axial obtenues soient moins compactes pour le cahier des charges POD que la génératrice à flux radial. Il est également à noter que le coût total des parties actives de la génératrice à flux axial à double stator est inférieur de 7% en comparaison

avec la génératrice à flux axial à simple stator alors que l'entrefer mécanique de la génératrice à flux axial à double stator est le double de celui de la génératrice à flux axial à simple stator. Concernant la répartition des coûts, le matériau ferromagnétique présente moins de 10% du coût total pour les trois génératrices. Le cuivre représente près de 25% du coût total pour les trois génératrices, et les aimants ont la part la plus importante avec plus de 65% du coût total.

Les génératrices à flux axial à double stator présentent la masse la plus faible (figure III.26b). Ceci est dû à l'utilisation d'un rotor sans fer. On peut également noter que la masse de la génératrice à flux radial est inférieure de moitié par rapport à la machine à flux axial à simple stator. Contrairement aux cas d'études pour le cahier des charges Rim-Driven, le fer représente pour les trois génératrices la part la plus importante avec plus de 60% de la masse totale. Ceci peut s'expliquer par un nombre de paires de pôles plus faible dans le cas des génératrices calculées pour un cahier des charges POD (lié à la saturation des contraintes sur le facteur de forme des dents). Le cuivre représente près de 20% de la masse totale et seulement 10% de ce cuivre est utilisé dans les têtes de bobines.



**Figure. III.26.** comparaison des 3 types de génératrices pour un cahier des charges POD (les coûts et les masses des 2 génératrices à AP à flux axial à double stator de 150kW sont considérés, aussi les coûts et les masses des 4 génératrices à flux axial à simple stator sont considérés), (a) répartition des coûts des parties actives, (b) répartition des masses des parties actives.

Il est à relever à partir de la figure III.26 que la solution consistant à accoupler plusieurs génératrices dimensionnées chacune à une fraction de la puissance totale aboutit à un coût total et une masse totale de l'ensemble des génératrices plus élevés. Ceci confirme l'assertion qu'augmenter la puissance de dimensionnement des machines permet de réduire le coût et la masse du kilowatt installé. Cet aspect est présenté et discuté dans [Dje04]. Cependant une structure avec plusieurs génératrices sur le même

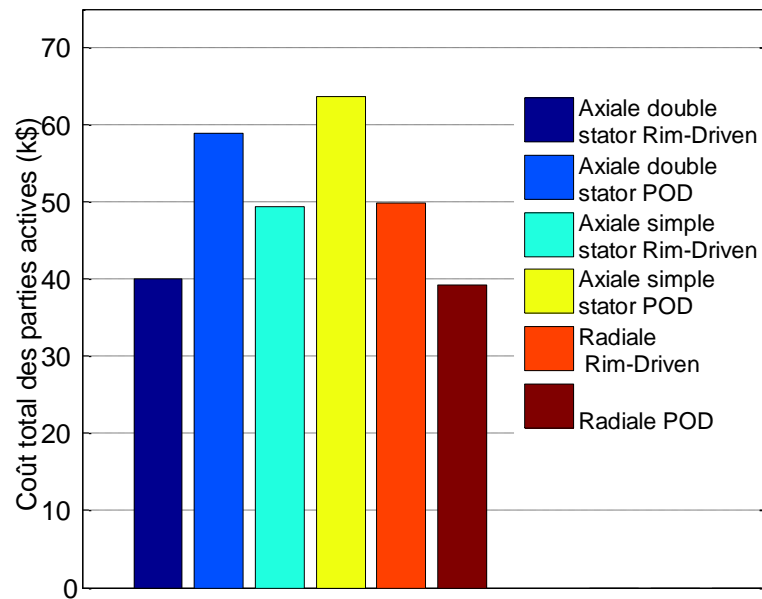
arbre peut offrir des possibilités de redondance en cas de défaut et de fractionnement de puissance au niveau des convertisseurs (utilisation de composants plus communs).

### **III.6. Comparaison des génératrices dimensionnées pour les cahiers des charges Rim-Driven et POD**

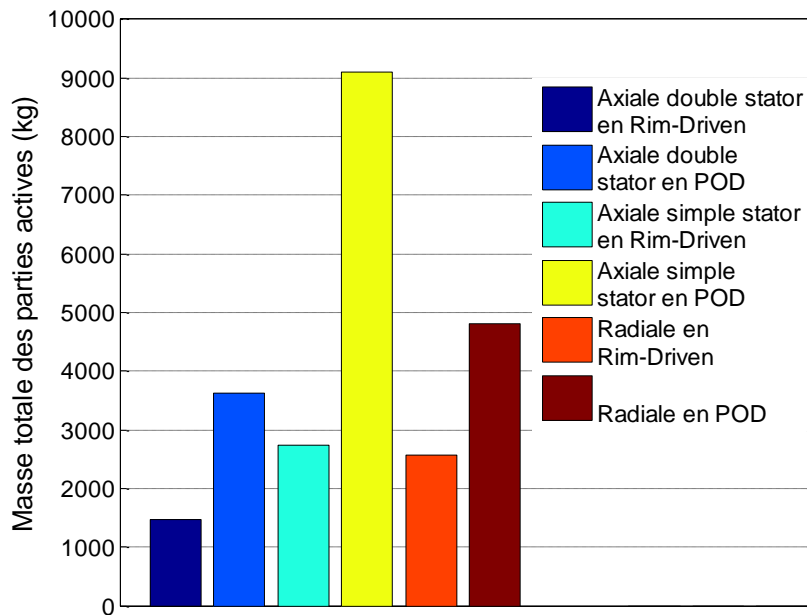
Dans cette partie, nous allons comparer les 6 génératrices calculées en termes de masse et coût des parties actives. La figure III.27 et la figure III.28 présentent ainsi une synthèse des résultats obtenus pour les 6 configurations étudiées précédemment.

Les résultats donnés sur la figure III.27 montrent des parties actives de la génératrice à flux radial intégrée en POD moins coûteuses de 22% par rapport à une génératrice à flux radial intégrée en Rim-Driven. Cette solution représente un compromis intéressant en termes de coût et de tenue mécanique de la génératrice. Ceci s'explique par une meilleure répartition des matériaux actifs, notamment le cuivre avec une proportion moins importante dans les têtes de bobines (10% en POD contre 55% en Rim-Driven). De plus, les taux relatifs de fuites de flux 3D sont beaucoup moins importants pour les génératrices accouplées à l'hélice en POD (0,3% en POD contre 5,4% en Rim-Driven, voir tableau III.6 et tableau III.9) ce qui conduit à mieux utiliser les matériaux actifs. Cependant, la masse de la génératrice à flux radial en POD est supérieure d'environ 20% à celle de la génératrice à flux radial en Rim-Driven (figure III.28). Ceci est dû à une masse de fer beaucoup plus importante liée à un nombre de pôles moins élevé. Le nombre de pôles maximal dans ce cas de figure est limité par la saturation des contraintes sur les facteurs de formes des encoches et des dents.

Sur la figure III.27 et la figure III.28, on constate que les génératrices à flux axial ont des coûts et des masses beaucoup moins élevés lorsque elles sont associées en Rim-Driven. Ces génératrices sont donc plus intéressantes lorsqu'elles sont peu contraintes sur le diamètre avec des longueurs actives courtes.



**Figure. III.27.** comparaison des coûts totaux des parties actives de toutes les génératrices calculées pour les cahiers des charges POD et Rim-Driven.



**Figure. III.28.** comparaison des masses totales de toutes les génératrices calculées pour les cahiers des charges POD et Rim-Driven.

De manière générale, en termes de masse totale des parties actives, l'association des génératrices en Rim-Driven est plus avantageuse. Toutefois une solution en Rim-Driven peut conduire à des masses plus élevées des parties structurales assurant le maintien mécanique. Les contraintes mécaniques sont également 'a priori' plus sévères du fait des très grands diamètres caractérisant les solutions en Rim-Driven.



## III.7. Influence des contraintes sur le dimensionnement des génératrices

### III.7.1. Influence de la contrainte sur le rendement

Il s'agit dans cette partie d'étudier l'influence de la contrainte sur le rendement minimal sur le coût total et la masse totale des parties actives de la génératrice. Cette étude est réalisée en dimensionnant, selon la procédure d'optimisation exposée dans ce chapitre, plusieurs génératrices avec des contraintes sur les rendements variant de 88% à 99,3%. Une configuration où la turbine est associée avec une machine à flux radial intégrée dans une nacelle (intégration de type POD) est considérée. On résout le problème d'optimisation avec les mêmes contraintes et la même fonction objectif que dans les études de type POD faites précédemment. Les résultats obtenus sont donnés sur la figure III.29a et la figure III.29b où est exposée l'évolution du coût total et de la masse totale des parties actives en fonction de la contrainte sur le rendement électrique minimal de la génératrice. Toutes les génératrices sont obtenues pour une contrainte sur le rendement minimal saturée. La courbe du coût en fonction du rendement se présente sous la forme d'un front de Pareto. On relève principalement deux tendances : une augmentation très faible du coût et de la masse lorsque la limite sur le rendement est inférieure à 96% et une augmentation très forte du coût et de la masse lorsque le rendement est supérieur à 98%. Un compromis technico-économique avantageux se situerait donc pour ce cahier des charges pour un rendement compris entre 96% et 98%.

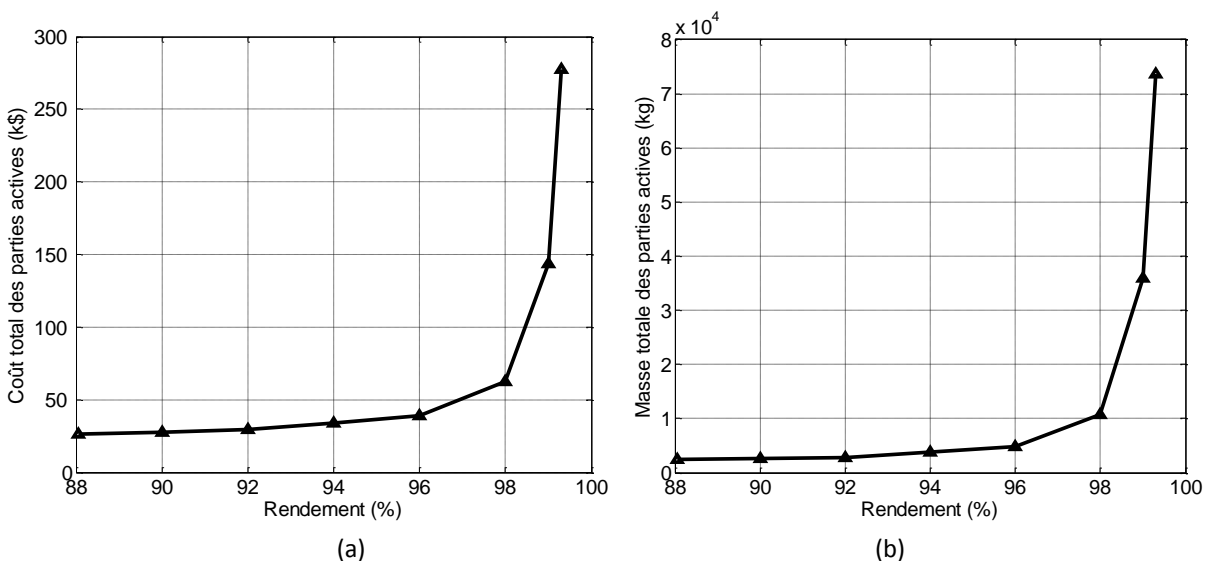
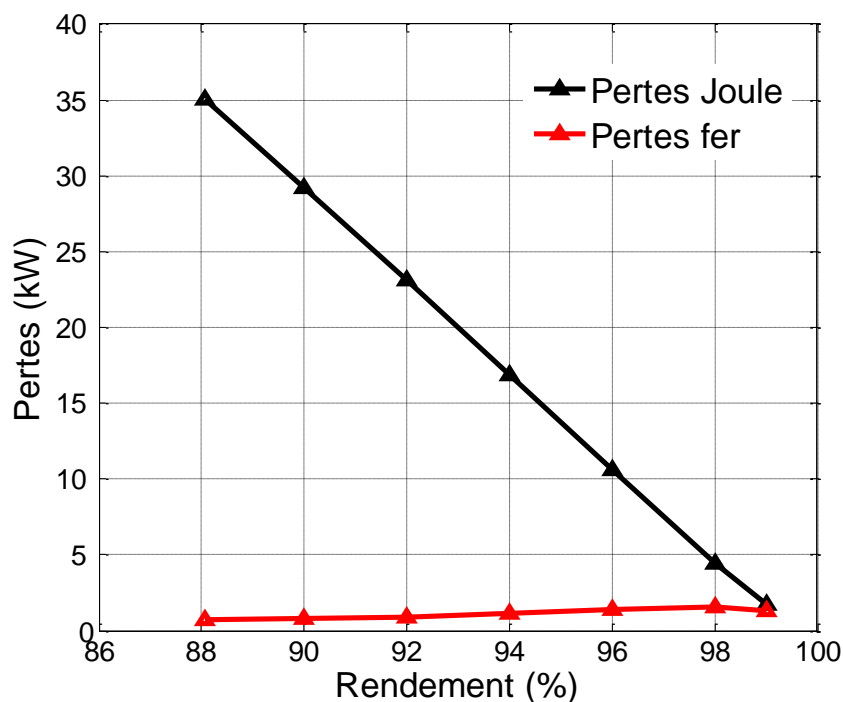


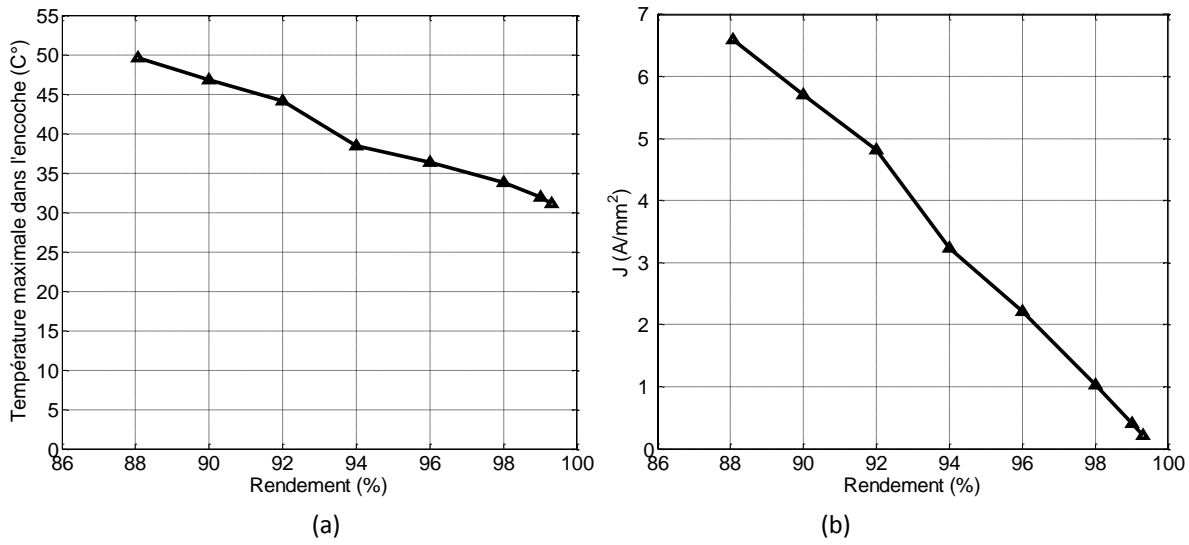
Figure. III.29. dimensionnement d'une génératrice à AP à flux radial de type POD en fonction du rendement imposé : (a) évolution du coût des parties actives, (b) évolution de la masse totale des parties actives.

Le rendement minimal (88%) est obtenu lorsque la contrainte sur le facteur de puissance minimal est saturée. La figure III.30 donne la répartition des pertes (pertes Joule et pertes fer) en fonction du rendement. On relève sur cette figure que les pertes Joule sont très fortement majoritaires pour les bas rendements. (Elles représentent plus de 80% des pertes lorsque le rendement est inférieur à 96%). Lorsque l'on se rapproche de la génératrice ayant le rendement maximal atteignable (99,3%), les pertes Joule et les pertes fer tendent à s'équilibrer. Ceci montre que pour les génératrices à entraînement direct, les pertes fer ne peuvent pas être négligées devant les pertes Joule si un rendement très élevé est imposé (proche du rendement maximal).

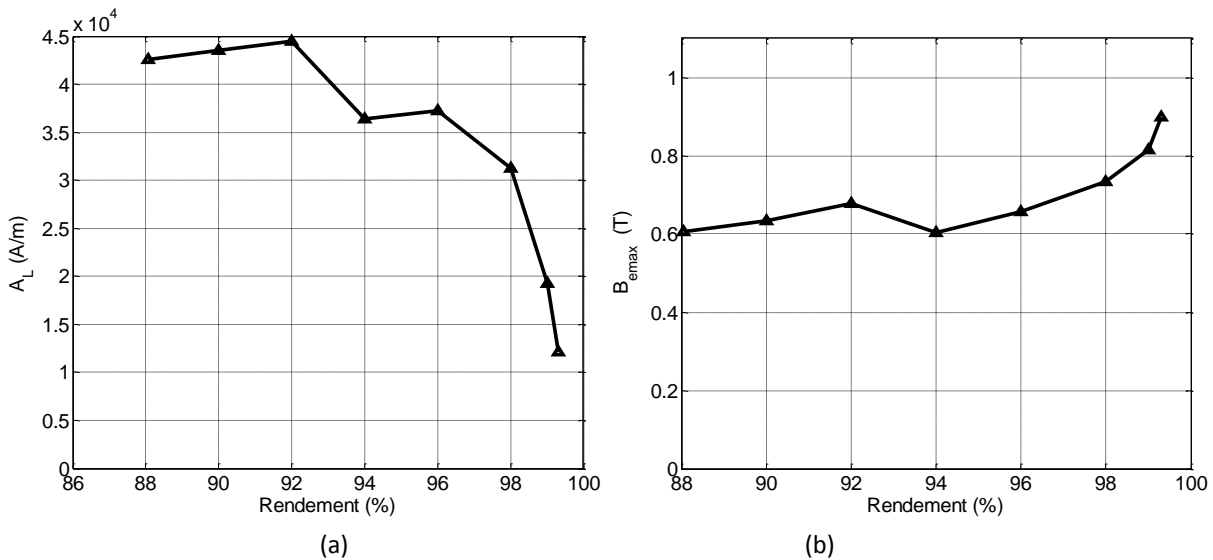


**Figure. III.30.** évolution des pertes de plusieurs génératrices à AP à flux radial en fonction du rendement imposé (Cahier des charges POD :300kW, 15tr/min).

Lorsque le rendement imposé augmente, les pertes Joule dans la génératrice sont plus basses, ce qui est lié à une diminution de la densité de courant dans les conducteurs et de la charge linéique (figure III.31b). En conséquence, la température de la machine diminue (figure III.31a). Toutefois, la diminution de la densité de courant dans les conducteurs doit être compensée par une augmentation de l'induction des aimants au niveau de l'entrefer et de la surface d'entrefer pour créer le couple spécifié (figure III.32). Ceci explique l'augmentation du coût et de la masse de la génératrice lorsque le rendement augmente.



**Figure. III.31.** dimensionnement de plusieurs génératrices à AP à flux radial en fonction du rendement imposé (cahier des charges POD : 300kW, 15tr/min), (a) évolution de la température maximale dans l'encoche, (b) évolution de la densité de courant dans les conducteurs.

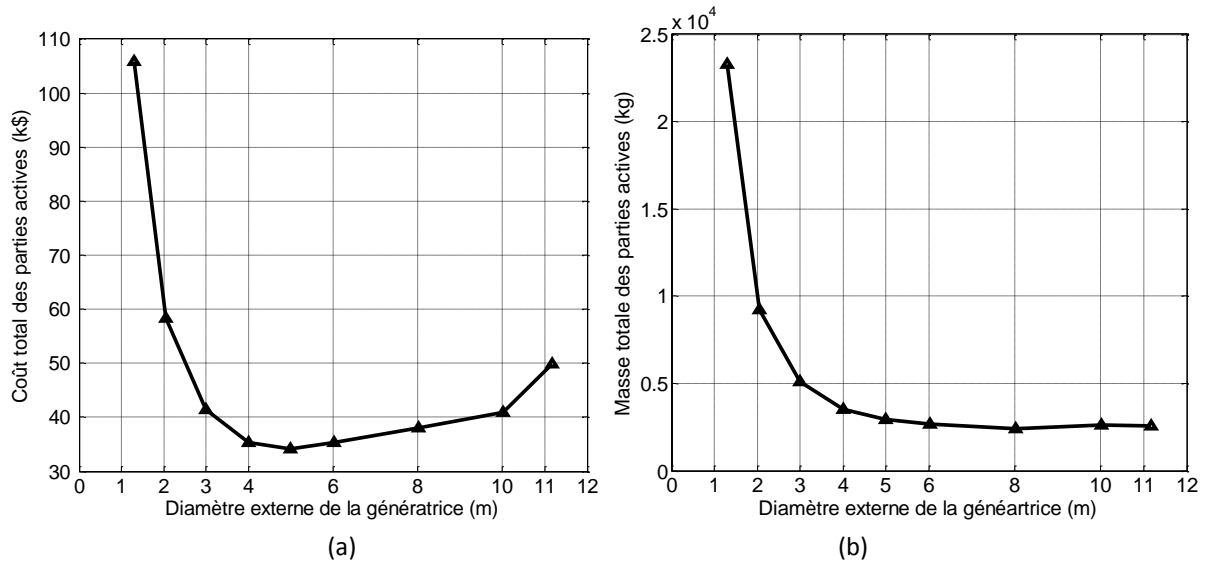


**Figure. III.32.** dimensionnement de plusieurs génératrices à AP à flux radial en fonction du rendement imposé (cahier des charges POD : 300kW, 15tr/min), (a) évolution de la charge linéique de courant, (b) évolution de l'induction d'entrefer.

### III.7.2. Influence de la contrainte sur le diamètre externe de la génératrice

Afin de cerner l'influence de la contrainte sur le diamètre extérieur de la génératrice, nous avons effectué des dimensionnements de génératrices à flux radial avec une contrainte sur le diamètre extérieur de la génératrice variable entre 1,3m et 11m. En dehors de cette contrainte, nous utiliserons les mêmes contraintes, la même fonction objectif et les mêmes paramètres que ceux utilisés précédemment. Il est à noter qu'une valeur du diamètre de 11m correspond approximativement à une intégration « Rim-Driven » tandis que les valeurs entre 5 et 10m apparaissent peu réalistes d'un point de

vue hydrodynamique (le rendement de la turbine serait a priori fortement dégradé par l'effet de la nacelle sur l'écoulement).

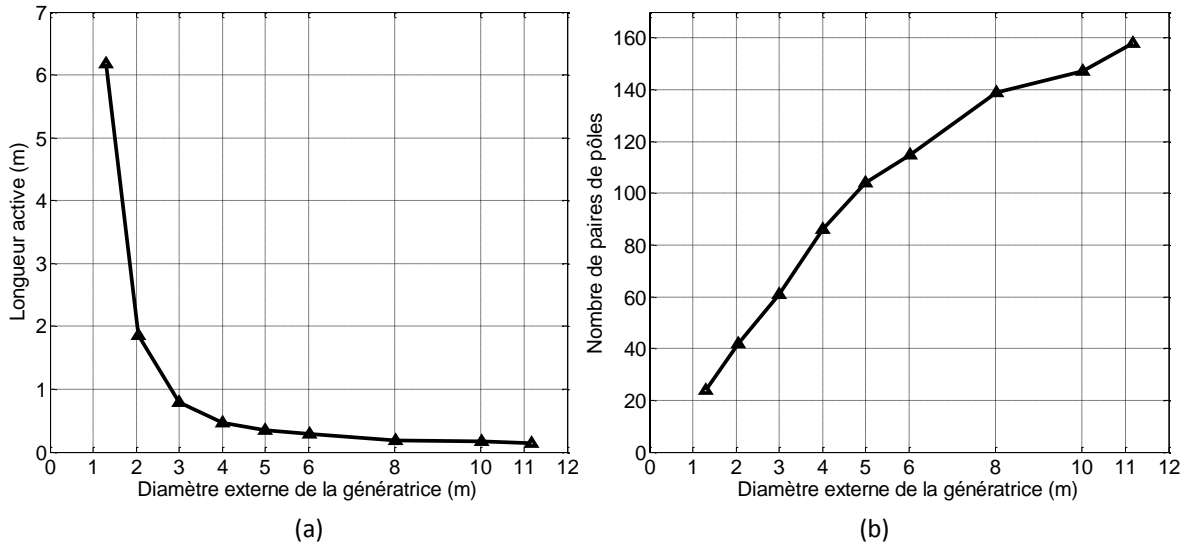


**Figure. III.33.** dimensionnement de plusieurs génératrices à AP à flux radial en fonction du diamètre extérieur imposé (cahier des charges POD : 300kW, 15tr/min), (a) évolution du coût total des parties actives, (b) évolution de la masse totale des parties actives.

La figure III.33.a donne l'évolution du coût des parties actives en fonction de la contrainte sur le diamètre extérieur de la génératrice (le diamètre extérieur de la génératrice est supposé se confondre avec le diamètre du POD). Elle montre clairement l'existence d'un optimum qui correspond à une minimisation du coût des parties actives. Cet optimum de la fonction coût des parties actives se situe typiquement à 45% du diamètre de la turbine pour le cahier des charges utilisé. Toutefois cet optimum semble peu réaliste d'un point de vue du rendement hydrodynamique (possible perturbation importante de l'écoulement par la nacelle). La figure III.33.a montre aussi qu'une intégration de la génératrice dans un POD dont le diamètre se situe entre 2,5m et 4m aboutit à un coût des parties actives plus bas qu'une intégration de la génératrice en Rim-Driven. Il est à relever qu'un diamètre du POD trop contraint, typiquement inférieur à 2m, aboutit sur une génératrice avec un coût des matières actives augmenté significativement.

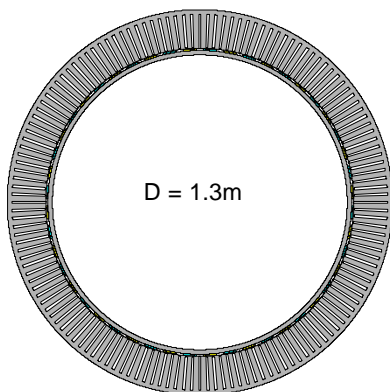
La figure III.33.b met en évidence une génératrice avec une masse minimale qui se situe à environ 73% du diamètre de la turbine (cette solution est non faisable à cause de la perturbation de l'écoulement par la nacelle). Comme pour le coût des parties actives, on constate qu'une forte contrainte sur le diamètre ( $D < 2m$ ) se traduit par une forte augmentation de la masse des parties actives (figure III.33.b). Lorsque le diamètre est supérieur à 4m la masse de la génératrice diminue très peu et l'écart en termes de masse avec le point optimal est insignifiant. Par conséquent un diamètre se situant entre 2m et

4m semble être un compromis technico-économique intéressant pour ce cahier des charges.

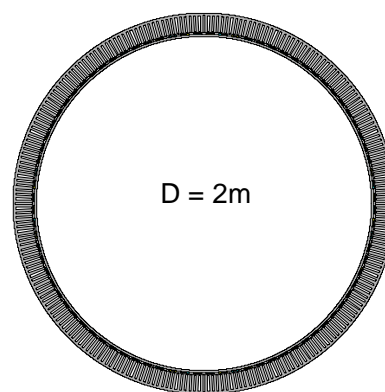


**Figure. III.34.** dimensionnement de plusieurs génératrices à AP à flux radial en fonction du diamètre extérieur imposé (cahier des charges POD : 300kW, 15tr/min), (a) évolution de la longueur active, (b) évolution du nombre de paires de pôles.

Sur la figure III.34a, on constate une forte augmentation de la longueur active de la génératrice lorsque le diamètre est inférieur à  $1/4$  du diamètre de la turbine. Il est aussi observé qu'à partir d'un diamètre valant  $1/4$  du diamètre de la turbine, la diminution de la longueur active en fonction du diamètre devient plus atténuée. Sur la figure III.34b, il est relevé que le nombre de pôles augmente avec le diamètre. Ce phénomène est lié au respect des contraintes géométriques (facteur de forme sur les dents et encoches) pour les diamètres faibles. Ceci explique, en partie, la réduction importante de la masse des génératrices lorsque le diamètre est élevé. Cette tendance est illustrée par les vues de face de 5 génératrices correspondant à 5 diamètres extérieurs différents.



(a)



(b)

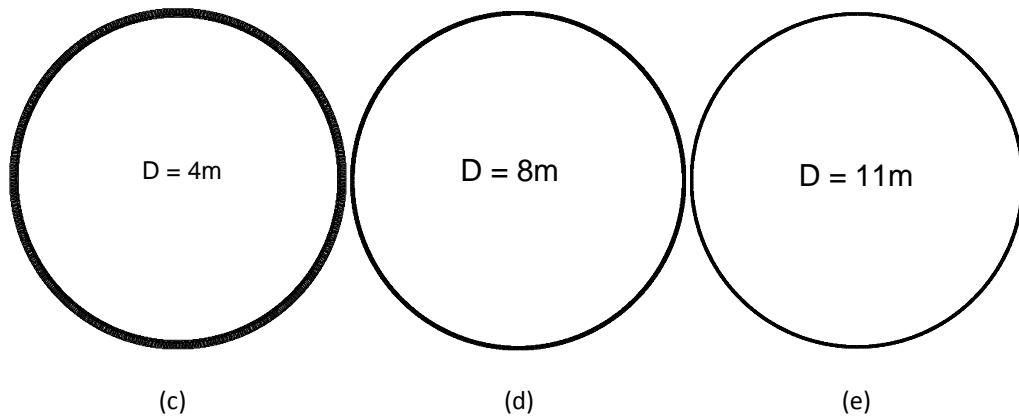


Figure. III.35. (a) (b) (c) (d) (e) sont des vues des machines dimensionnées pour plusieurs diamètres externes.

### III.8. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, une procédure d'optimisation sous contraintes qui vise à minimiser le coût des parties actives a été décrite. Une génératrice à flux axial à double stator a été optimisée en utilisant les modèles analytiques développés et la méthode d'optimisation proposée. Des validations par éléments finis 3D ont été effectuées, elles ont permis de mettre en évidence que le modèle analytique utilisé présente une bonne précision sur le calcul de la force électromotrice. Des études complémentaires par éléments finis 2D ont permis de vérifier les hypothèses de dimensionnement de la génératrice et ont montrées une concordance acceptable avec les performances spécifiées. La pertinence du modèle thermique a également été validé par une étude de sensibilité de la température dans l'encoche aux valeurs des coefficients de convections. Cette étude a montré que dans les cas étudiés la génératrice est peu contrainte thermiquement. De plus, la température dans l'encoche est très peu sensible au type d'échange thermique dans l'entrefer si la valeur du coefficient de convection sur la carène extérieur est suffisamment élevée (typiquement au-dessus de  $1000 \text{ W/K/m}^2$ ).

Dans la deuxième partie de ce chapitre, des études de cas ont été effectuées sur plusieurs structures électromagnétiques de génératrices (flux axial à simple stator, flux axial à double stator et flux radial) pour deux types d'association de la machine avec la turbine, à savoir : une intégration en Rim-Driven et en POD. L'influence des contraintes en rendement et en diamètre, sur le coût et la masse des parties actives de la génératrice a été étudiée. Ces études permettent de dégager les conclusions suivantes :

- Lorsque la longueur active des génératrices est très faible (pour le cas des intégrations en Rim-Driven) : une génératrice à flux axial à simple stator a un coût et une masse des parties actives comparable avec la génératrice à flux radial.

- Lorsque la longueur active est très faible : Les parties actives de la génératrice à flux axial à double stator sont moins coûteuses et présentent une masse moindre d'environ 20% comparées aux génératrices à flux axial à simple stator et à flux radial.
- Lorsque la génératrice est contrainte sur son diamètre externe (intégration de type POD), la longueur active est de ce fait plus élevée : les parties actives des génératrices à flux axial sont plus coûteuses et plus massives que celles d'une génératrice à flux radial. Il est à préciser que la génératrice à flux axial à double stator est caractérisée par des masses et des coûts plus faibles qu'une génératrice à flux axial à simple stator pour un cahier des charges POD. Ce résultat est dû à la présence d'un double entrefer.
- La comparaison entre les cahiers des charges Rim-Driven et POD a montré qu'une génératrice à flux radial en POD présente un coût inférieur de 20% à celui d'une génératrice à flux radial « Rim-Driven ». Cependant, la masse de la génératrice « POD » est plus élevée.
- Une variation des niveaux des contraintes sur le rendement et sur le diamètre, lors du dimensionnement de machines à flux radial, a montré qu'un rendement admissible se situant entre 96% et 98% et un diamètre compris entre 2,5m et 4m permettraient d'obtenir un bon compromis sur le coût des parties actives. Lorsque l'on fait varier la contrainte sur le diamètre externe de la génératrice, on constate l'existence de deux valeurs minimales distinctes pour le coût et la masse des parties actives. Ces minimums sont dus aux effets 3D (têtes de bobines et fuites de flux 3D aux extrémités des aimants).

L'étude menée dans ce chapitre a montré qu'une solution basée sur une machine à AP à flux radial intégrée dans une nacelle (intégration de type POD) semblait réaliste en terme de dimensionnement. C'est pourquoi dans la suite de ce travail, nous allons retenir la solution suivante:

- Une génératrice à flux radial associée avec une turbine en POD ;
- Le diamètre externe de la machine sera limité à 3m et le rendement de la génératrice sera limité à 96% ;
- L'entrefer de la machine est étanche (non immergé par l'eau de mer).

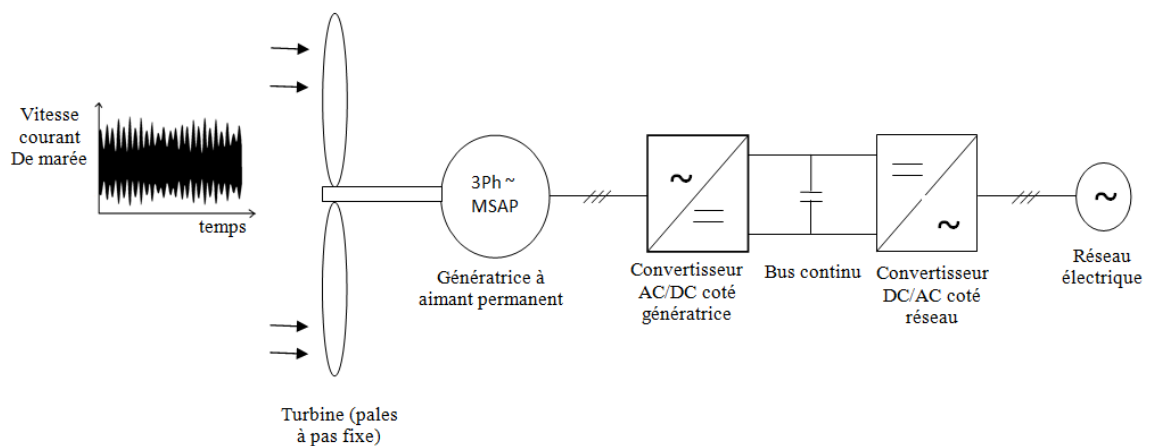
Nous allons donc au cours du chapitre suivant nous intéresser au dimensionnement de ce type de structure magnétique en considérant les contraintes associées à l'ensemble des points du cycle de fonctionnement de la turbine. Ce cycle de fonctionnement sera lié à la ressource (profil des courants de marées) et à la stratégie de pilotage de la machine.

## Chapitre 4

# IV. Méthodologie de dimensionnement des hydroliennes avec prise en compte du cycle de fonctionnement

### IV.1. Introduction

Ce chapitre concerne le cas d'une turbine à pas fixe associée en entraînement direct avec une génératrice à flux radial à aimants permanents insérée dans une nacelle en POD. Cette chaîne de conversion est représentée sur la figure IV.1. L'objectif de ce chapitre est de proposer une méthodologie de dimensionnement de la génératrice qui prend en compte l'ensemble des points du cycle de fonctionnement de la turbine et une stratégie de pilotage basée sur un écrêtage de puissance pour les fortes valeurs de courant de marée.



**Figure. IV.1.** chaîne de conversion étudiée, hydrolienne sans multiplicateur de vitesse avec hélice à pas fixe.



Utiliser une stratégie de limitation de puissance est intéressante au niveau technico-économique car elle permet d'éviter un surdimensionnement important de la chaîne de conversion électrique. Étant donné que la turbine est à pas fixe, la mise en œuvre de ce type de stratégie d'écrêtage de la puissance ne peut pas s'effectuer par le contrôle mécanique de la géométrie de l'hélice (variation du pas des pales). Cette stratégie de limitation de puissance doit être mise en œuvre électriquement via le contrôle du couple et de la vitesse de la génératrice. Une possibilité est de limiter la puissance en accélérant la machine ce qui peut être réalisé par la mise en œuvre d'une stratégie de contrôle par défluxage [Zho01] [Mon01]. Par conséquent nous proposons dans ce chapitre, d'agir sur la conception de la génératrice pour dimensionner un ensemble convertisseur/machine adapté à cette stratégie de limitation de puissance et spécifique à un site hydrolien donné. D'après [Bri02], une telle méthodologie de conception qui est qualifiée de « systémique » dans [Bri02] permet de répondre à des problématiques de conception orientées système. Elle consiste notamment à optimiser un composant d'une chaîne de conversion (modélisé finement) tout en tenant compte des autres composants, modélisés avec un niveau de précision moindre [Mes01] [Mes02]. Ainsi la méthode développée dans ce chapitre, s'inscrit dans cette démarche car nous souhaitons ici tenir compte de la stratégie de pilotage, des spécifications de la génératrice (qui est l'élément modélisé finement), de la caractéristique énergétique de la ressource, des performances de la turbine (loi de coefficient de puissance) et des contraintes liées au convertisseur. Cette méthodologie nous semble pertinente afin de répondre à la problématique du dimensionnement d'une génératrice pour un cahier des charges hydrolien.

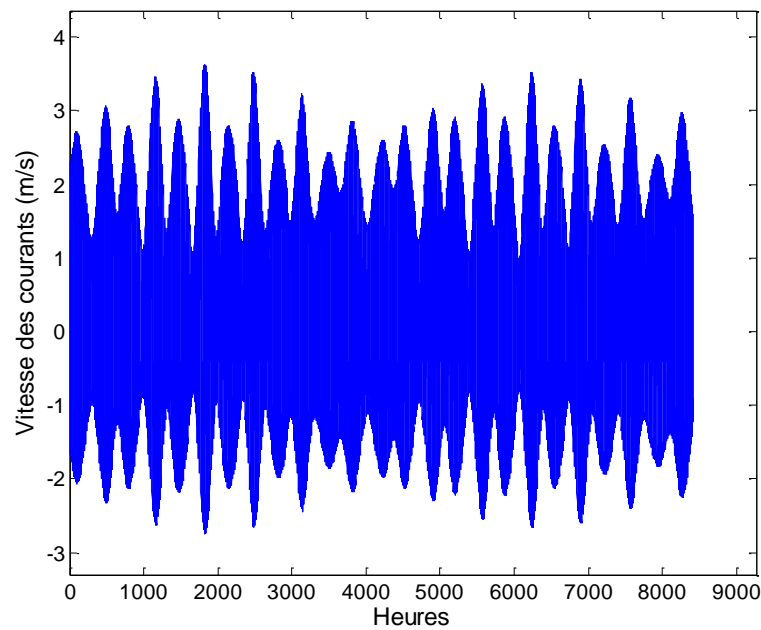
Dans la seconde partie de ce chapitre, nous analysons les performances sur cycle de la génératrice dimensionnée selon la méthodologie proposée. L'influence de la caractéristique de la turbine sur le dimensionnement de la génératrice sera également étudiée.

## **IV.2. Méthodologie**

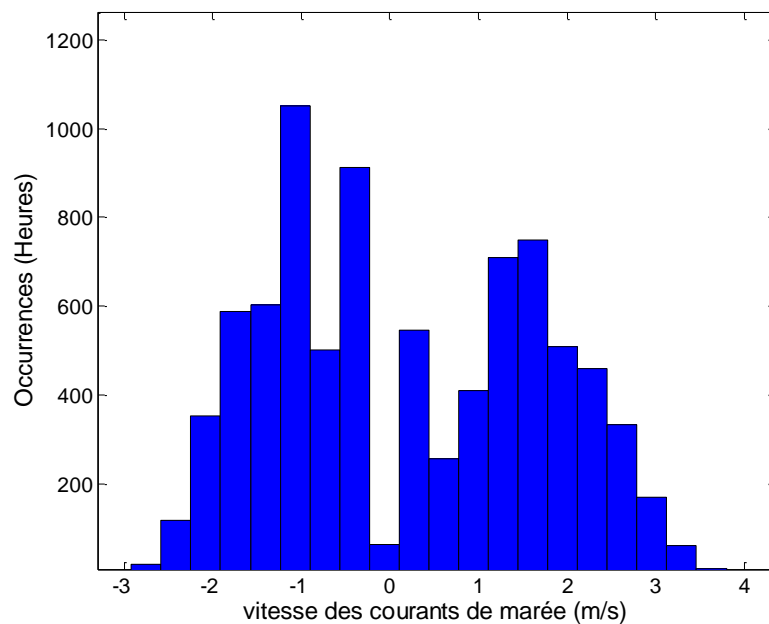
### **IV.2.1. Modélisation et analyse de la ressource des courants de marées**

Dans cette première partie nous proposons une méthode d'étude et d'analyse du potentiel énergétique d'un site de courant de marée. Ceci permettra par la suite d'estimer l'énergie extractible et de définir le point de dimensionnement d'une turbine installée sur un site hydrolien. Afin d'illustrer la démarche, nous considérerons un site situé dans le Raz de Sein en France. Ce site est adapté pour l'implantation d'hydroliennes car il est le siège de courants dont l'amplitude peut atteindre 3,6m/s et en plus il est situé à proximité des côtes. Nous disposons des vitesses des courants pour chaque heure

durant une période de référence de 8424 heures. Ces données sont issues de l'analyse de l'atlas des marées du SHOM et ont été utilisées au cours d'études antérieures menées au sein du Laboratoire Brestois de Mécanique et Systèmes et au sein de l'Institut de Recherche de l'Ecole Navale (LBMS, IRENav) [Ben01] [Dro01]. Le mode de calcul des vitesses de courants à partir des données de l'atlas est précisé dans [Ben01]. La figure IV.2 montre l'évolution de la vitesse du courants de marée sur le site choisi pendant la période considérée.



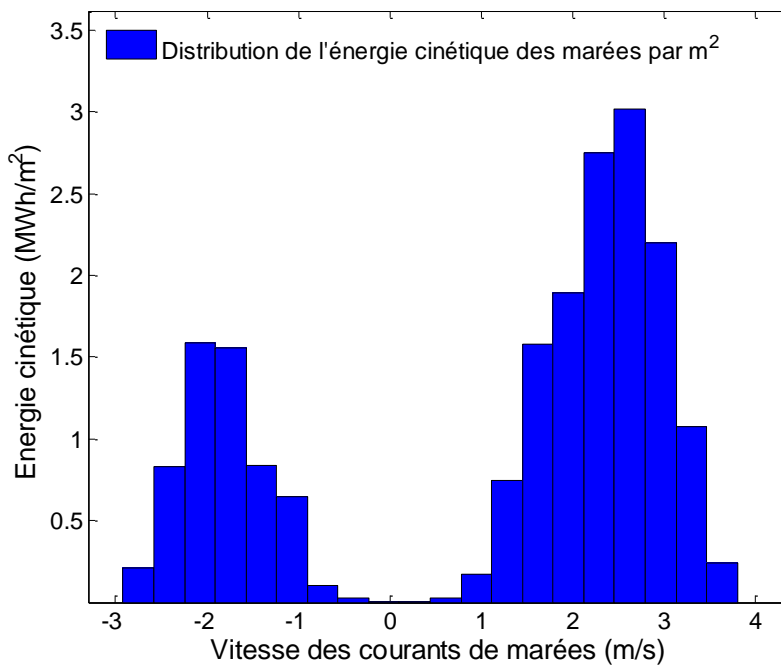
**Figure. IV.2.** profil des vitesses de courants de marée sur site par heure durant 8424 heures.



**Figure. IV.3.** répartition des occurrences (nombre d'heures) en fonction de la vitesse du courant sur site, (la plage de variation des vitesses des courants est divisée en 20 intervalles).

La période de variation des vitesses des courants peut être répartie en  $n$  intervalles réguliers. Chaque vitesse  $v_i$  correspond alors à la valeur moyenne de la vitesse sur le  $i^{\text{ème}}$  intervalle. Une analyse statistique élémentaire nous permet de connaître les occurrences  $OCC_i$ , à savoir le nombre d'heures où la vitesse du courant est comprise dans le  $i^{\text{ème}}$  intervalle pour chaque valeur de  $i$  (Figure IV.3). Cette répartition est donnée à la figure IV.3 pour 20 intervalles. Connaissant les occurrences des vitesses de courants, il est possible d'en déduire la répartition de l'énergie cinétique qui traverse une section d'1 m<sup>2</sup> perpendiculaire à l'écoulement. Ces énergies par m<sup>2</sup> (qu'on note  $E_c^i$ ) sont données en Wh/m<sup>2</sup>, elles sont calculées pour chaque intervalle en considérant la valeur moyenne de la vitesse sur l'intervalle selon l'équation IV.1. La répartition de ces énergies par m<sup>2</sup> en fonction des vitesses des courants du site est représentée sur la figure IV.4.

$$E_c^i(v_i) = \frac{1}{2} \rho_{eau} |v_i|^3 \times OCC_i(v_i) \quad (IV.1)$$



**Figure. IV.4.** répartition de l'énergie cinétique des marées par m<sup>2</sup>(MWh/m<sup>2</sup>) en fonction de la vitesse des courants.

Par ailleurs, il est possible d'estimer l'énergie cinétique totale du site traversant un m<sup>2</sup> sur la période de référence (somme des  $E_c^i$ ). Cette énergie totale est, dans ce cas d'étude, égale à 19,3 MWh/m<sup>2</sup>.

En considérant une turbine marine caractérisée par son coefficient de puissance optimal,  $C_{p,max}$  et son diamètre  $D_{turbine}$ , il est possible de calculer l'énergie mécanique,  $E_t$  extractible par cette turbine durant la période considérée. Ces calculs sont effectués à partir des relations suivantes :

$$E^i(v_i) = E_c^i(v_i) \times S_{turbine} \times C_{p,max} \quad (IV.2)$$

et

$$E_t = \sum_i E^i(v_i) \quad (IV.3)$$

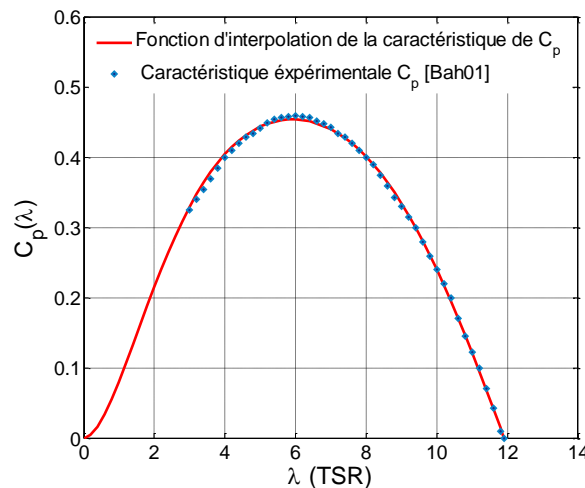
Où  $S_{turbine} = \pi D_{turbine}^2 / 4$  est la surface balayée par les pales de la turbine et  $C_{p,max}$  est le coefficient de puissance maximal de la turbine. La valeur de  $E_t$  représente l'énergie maximale que peut extraire cette hélice en adoptant une stratégie de pilotage de type MPPT. Cette valeur de l'énergie extractible va servir par la suite de référence afin de comparer l'énergie extraite lorsque l'on utilise d'autres stratégies de pilotage.

## IV.2.2. Modélisation de la turbine (hélice)

La turbine est modélisée par sa loi de  $C_p$  (coefficient de puissance). Cette loi est généralement définie comme une fonction de deux paramètres  $C_p(\lambda, \beta)$  :  $\beta$  étant l'angle de calage des pales. Ici  $\beta$  est maintenu à 0 car l'hélice est à pas fixe. Le coefficient de puissance ( $C_p$ ) ne dépend donc que de  $\lambda$  qui est le (TSR) rapport entre la vitesse périphérique des pales et la vitesse du fluide. Le TSR (Tip-Speed-Ratio en Anglais) se calcule par la relation donnée ci-dessous.

$$\lambda = \frac{\Omega \times (D_{turbine} / 2)}{|v|} \quad (IV.4)$$

$\Omega$  (rad/s) est la vitesse de rotation de la turbine et  $v$  (m/s) la vitesse des courants. Dans cette étude, nous considérons une loi de  $C_p$  expérimentale issue d'une hélice construite à échelle réduite. Cette hélice a été conçue pour une application hydrolienne et a été testée en bassin comme détaillé dans [Bah01].



**Figure. IV.5.** caractéristique de  $C_p$  utilisée [Bah01], et fonction d'interpolation proposée (en rouge).

Nous supposons, que cette loi d'hélice reste valable pour les hydroliennes de grand diamètre. A partir des points expérimentaux [Bah01], nous proposons une fonction d'interpolation de cette loi qui est donnée ci-dessous :

$$\begin{cases} C_p(\lambda) = 0.0195\lambda^2 \left( 1.3172e^{(-0.3958\lambda+1.539)} - 0.0867 \cos(0.4019\lambda - 5.6931) \right) \\ \lambda \in [0 \quad 11.8] \end{cases} \quad (IV.5)$$

La figure IV.5 donne la loi de  $C_p$  utilisée. Elle montre une bonne concordance entre la fonction d'interpolation proposée et les données expérimentales utilisées. Le coefficient de puissance maximal de cette turbine est  $C_{p,max} = C_p(\lambda_{opt}) \approx 0.452$ , obtenu pour un  $\lambda_{opt} \approx 5.9$ . Dans la suite de cette étude, on considère une turbine ayant un diamètre,  $D_{turbine}=12m$ , ce qui correspond à un diamètre proche des diamètres utilisés dans les hydroliennes préindustrielles actuelles.

### **IV.2.3. Définition de la stratégie de pilotage de l'hydrolienne à partir de l'analyse de la ressource**

Dans cette partie, on va présenter la méthodologie permettant de déterminer le niveau de puissance de limitation (puissance nominale) et la vitesse de rotation correspondante, ces paramètres vont alors traduire le point de dimensionnement de la chaîne de conversion électromécanique.

Sur la figure IV.4, on peut constater que l'énergie contenue dans les courants de marées est faible lorsque la vitesse de ces derniers atteint des valeurs élevées (figure IV. 4). Ceci permet de comprendre qu'adopter une stratégie d'écrêtage de la puissance lors des forts courants de marée permettra d'éviter un surdimensionnement significatif de la chaîne de conversion électrique sans diminuer de manière importante la quantité totale d'énergie extraite.

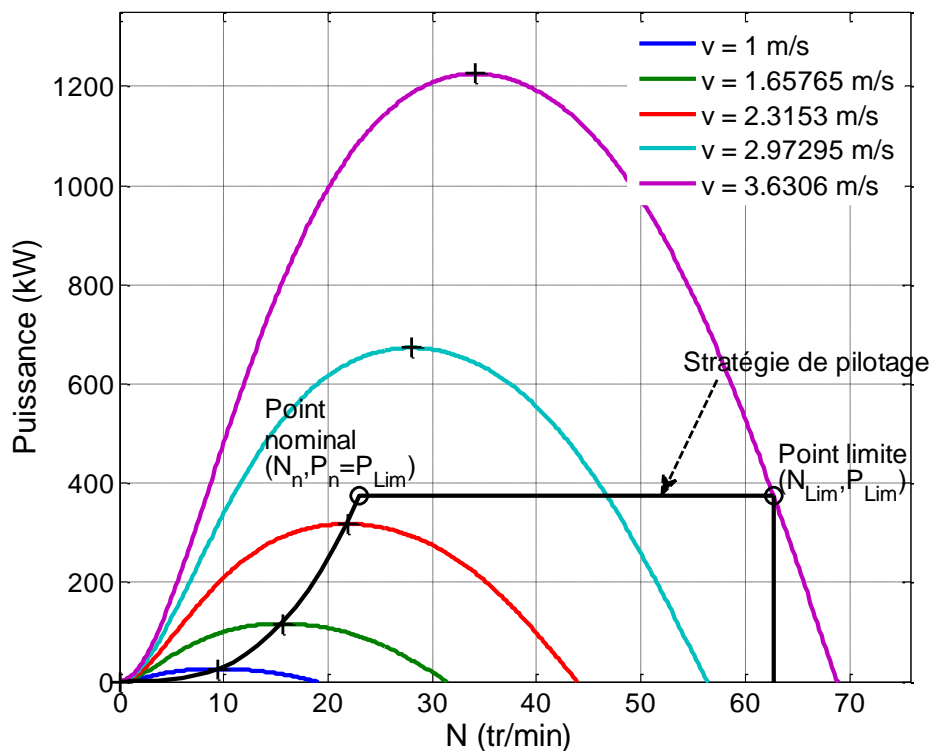


Figure. IV.6. puissance extraite par la turbine et sa stratégie de pilotage.

La figure IV.6 illustre la référence en puissance  $P^*$ , sur laquelle l'ensemble hélice/génératrice devra fonctionner durant tout un cycle de fonctionnement en comprenant une stratégie d'écrêtage de la puissance au-delà de la vitesse nominale des courants ( $v_n$ ). Cette trajectoire de fonctionnement est composée de deux parties. La première partie consiste à extraire la puissance maximale lorsque la vitesse des courants est inférieure à la vitesse nominale  $v_n$ , qui correspond à la vitesse des courants à partir de laquelle l'écrêtage de puissance s'amorce. Une stratégie de type MPPT est donc utilisée dans cette première partie de la caractéristique de pilotage de la turbine, ce qui correspond à un fonctionnement à  $C_{p,max}$  et donc à  $\lambda_{opt}$ . La deuxième partie de la stratégie de pilotage consiste à extraire une puissance constante lorsque la vitesse des courants est supérieure à  $v_n$  (stratégie de limitation de puissance au delà de la vitesse de limitation).

On constate également à la figure IV.4, que lorsque les vitesses des courants sont faibles, le contenu énergétique des courants de marées est très faible. Ce qui implique que la turbine n'est pas exploitée si la vitesse des courants est en dessous de la vitesse de démarrage  $v_d$  sans diminuer significativement la production. Il est donc possible d'adjoindre une troisième phase de fonctionnement où l'on n'extrait pas de puissance lorsque les courants sont très faibles ( $v < v_d$ ). On choisira dans cette étude de ne pas extraire de puissance pour  $v < v_d = 1 \text{ m/s}$ , ce qui correspond à la vitesse des courants pour

laquelle les hydroliennes actuelles de grande puissance ne sont pas exploitées. La consigne de pilotage  $P^*$  est donc définie par les relations ci-dessous :

$$P^* = \begin{cases} 0 & \text{si } 0 \leq |v| < v_d \\ \frac{\pi}{8} \rho_{eau} D_{turbine}^2 C_{p,max} |v|^3 & \text{si } v_d \leq |v| \leq v_n \\ P_{Lim} & \text{si } |v| > v_n \end{cases} \quad (IV.6)$$

Avec  $P_{Lim}$  la valeur de la puissance pour laquelle la puissance de la turbine est écrêtée et  $v_n$  la vitesse limite des courants à partir de laquelle la puissance récupérée par la turbine est écrêtée,  $v_n$  peut se déduire de  $P_{Lim}$  à partir de la relation suivante :

$$v_n = \sqrt[3]{\frac{P_{Lim}}{\left(\frac{\pi}{8} \rho_{eau} D_{turbine}^2 C_{p,max}\right)}} \quad (IV.7)$$

La vitesse de rotation nominale de la turbine notée  $\Omega_n$  (en rad/s) ou  $N_n$  (en tr/min) se calcule à partir des relations IV.8 et IV.9. En considérant les pertes mécaniques négligeables, ce point de fonctionnement ( $P_n=P_{Lim}$ ,  $N_n$ ) correspond au point de dimensionnement nominal ( $P_n$ ) de la génératrice.

$$\Omega_n = \frac{\lambda_{opt} v_n}{(D_{turbine}/2)} \quad (IV.8)$$

$$N_n = \Omega_n \times \frac{60}{2\pi} \quad (IV.9)$$

La vitesse de rotation maximale que la turbine atteindra lors de son fonctionnement est notée  $\Omega_{Lim}$  (en rad/s) ou  $N_{Lim}$  (en tr/min). Elle se calcule à partir de l'intersection de la courbe de puissance de la turbine correspondant à la vitesse maximale des courants de marées ( $v_{max}$ ) sur le site avec la consigne de pilotage en puissance de la turbine ( $P^*(N)$ ). Ce point est représenté dans la figure IV.6 et se calcule par les relations IV.10 et IV.11.

$$\Omega_{Lim} = \frac{\lambda_{Lim} v_{max}}{(D_{turbine}/2)} \quad (IV.10)$$

$$N_{Lim} = \Omega_{Lim} \times \frac{60}{2\pi} \quad (IV.11)$$

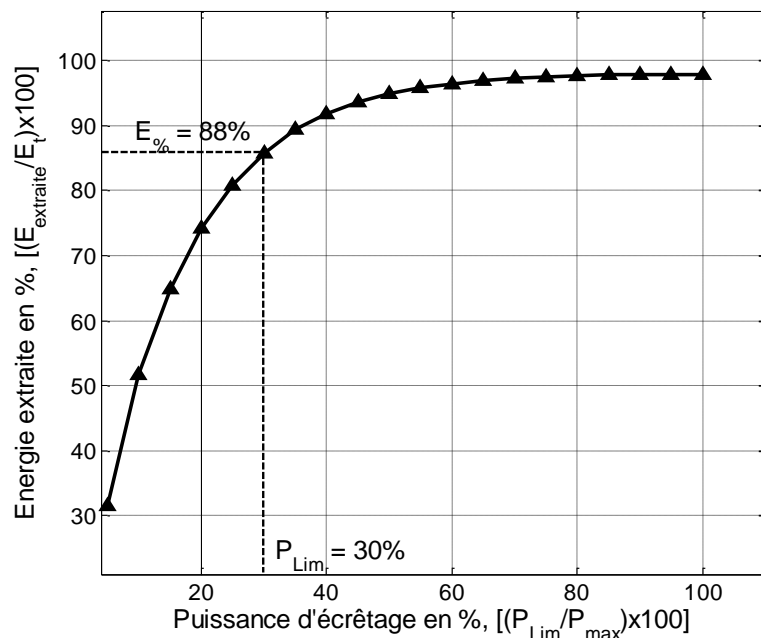
La valeur du TSR correspondant à ce point,  $\lambda_{Lim}$ , se calcule par la résolution de l'équation suivante :

$$C_p(\lambda) - \frac{P_{Lim}}{\left(\frac{\pi}{8} \rho_{eau} D_{turbine}^2 |v_{max}^3\right)} = 0 \quad (IV.12)$$

En connaissant la loi de  $C_p$  de la turbine, son diamètre, sa stratégie de pilotage et la caractéristique énergétique du site hydrolien où elle est installée, il est possible d'évaluer l'énergie extraite sur un cycle de marée par la turbine. Cette énergie extraite est calculable par la relation IV.13 et peut être comparée à la valeur de  $E_t$  (équation IV.3) qui correspond à un maintien de la MPPT sur l'ensemble du cycle.

$$E_{extraite} = \sum_{i=1}^n P^*(v_i) \times OCC_i(v_i) \quad (IV.13)$$

Sur la figure IV.7 est représentée l'énergie extraite par la turbine en fonction de la puissance d'écrêtage  $P_{Lim}$  donnée en pourcentage de l'énergie extractible  $E_t$ . En effet, chaque point de cette courbe donne le pourcentage de l'énergie extraite par une stratégie avec limitation de puissance à un niveau donné ( $P_{Lim}$ ) par rapport à une stratégie de d'extraction de puissance maximale MPPT (depuis une vitesse de courant de 1m/s et sous hypothèse d'une génératrice pouvant fonctionner à puissance nominale  $P_{Lim}$  jusqu'à la vitesse maximale de courant du gisement, soit environ 3,6m/s).



**Figure. IV.7.** énergie extraite par l'hydrolienne en fonction du niveau de puissance d'écrêtage  $P_{Lim}$ .

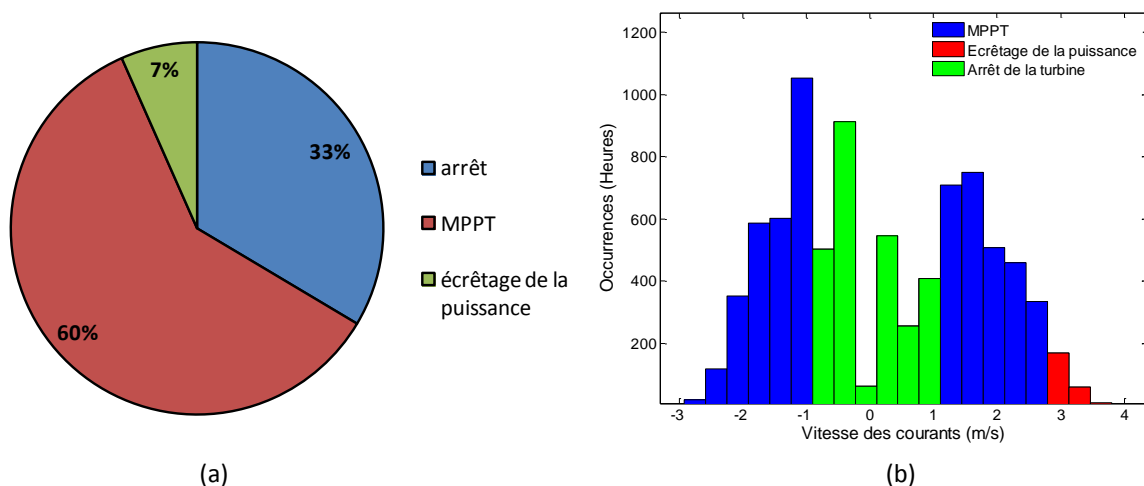
$P_{Lim}$  varie ici de 5% à 100% de la puissance maximale que la turbine est susceptible d'extraire lors du courant le plus fort ( $P_{max} = P(C_{pmax}, v_{max}) = 1218kW$ ). Il est clairement montré sur la figure IV.7 qu'un écrêtage de la puissance à seulement 30% de la puissance maximale permet la récupération de 88% de l'énergie du site. En adoptant cette



puissance d'écrêtage ( $P_{Lim} = P_n = 374\text{kW}$ ) pour le cas étudié, la vitesse nominale des courants à partir de laquelle est appliquée la stratégie de limitation de puissance est  $v_n = 2,45\text{m/s}$ .

En utilisant la stratégie de pilotage définie sur la figure IV.6, l'analyse statistique du fonctionnement de l'hydrolienne fait ressortir les éléments suivants :

- L'analyse du temps de fonctionnement (Figure IV.8), montre que l'hydrolienne est inexploitée (puissance nulle) durant 33% du temps (2825 heures) sur un cycle de marée de 8424 heures (sous l'hypothèse d'une vitesse de démarrage de la turbine à  $v_d=1\text{m/s}$ ). Selon la figure IV.8, l'hydrolienne fonctionne pendant 60% (4960 heures) du cycle en mode de contrôle MPPT tandis qu'elle ne fonctionne que pendant 7% du temps (639 heures) en mode d'écrêtage de la puissance.
- La figure IV.9 compare l'énergie extraite par l'hydrolienne suivant les différents modes opératoires avec l'énergie totale pouvant être extraite si seule la MPPT était utilisée. Elle montre que seulement 2% (21 MWh) de l'énergie extractible n'est pas récupérée (vitesse de courant inférieur à  $1\text{m/s}$ ). 65% (612 MWh) de l'énergie extractible par la turbine est récupérée en mode MPPT. En mode de limitation de la puissance, 23% (239 MWh) de l'énergie extractible est récupérée tandis que l'énergie non récupérée à cause de l'écrêtage représente 10% (113 MWh) de l'énergie extractible totale.
- La figure IV.10 donne la puissance extractible pour chaque heure durant le cycle de marée. Elle montre le profil de la puissance transmise à la génératrice en fonction du temps. La puissance d'écrêtage est également supérieure d'environ 320% par rapport à la puissance moyenne ( $P_{moy} = 117\text{ kW}$ ). La puissance de démarrage de la turbine est  $P_d = 25,5\text{ kW}$ , elle représente 2% de la puissance maximale des courants ( $P_{max} = 1218\text{ kW}$ ) et environ 7% de la puissance d'écrêtage ( $P_{Lim} = 374\text{kW}$ ).



**Figure. IV.8.** analyse du mode de fonctionnement de l'hydrolienne, (a) répartition du temps de fonctionnement, (b) distribution des occurrences pour chaque mode de fonctionnement.

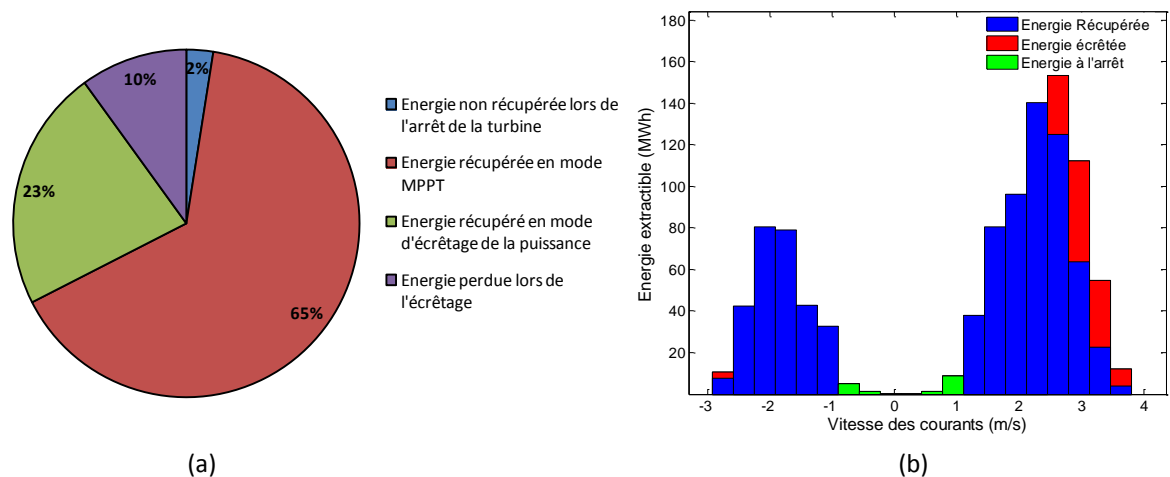


Figure. IV.9. énergie extractible par la turrbine (D = 12m,  $C_{pmax} = 0,452$ ), (a) taux d'énergie en focnction des différents modes opérationnels de la turbine, (b) distribution de l'énergie pour les différents modes de fonctionnement.

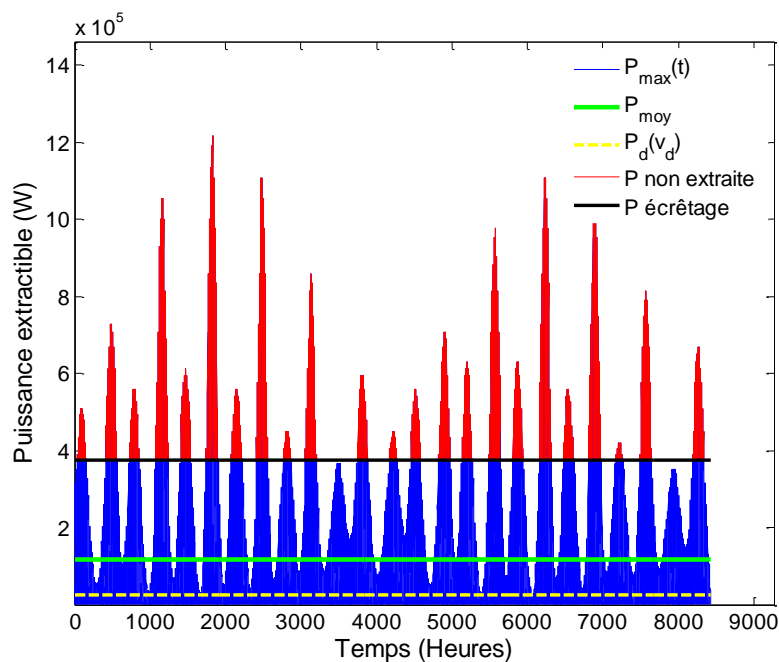


Figure. IV.10. puissances mises en jeu durant un cycle des courants de marée.

A partir de la consigne de pilotage en puissance  $P^*(N)$ , on en déduit la spécification en couple développé par la turbine  $\Gamma^*(N)$ . En négligeant les pertes mécaniques, cette spécification définit la caractéristique couple/vitesse de rotation que l'ensemble génératrice/convertisseur devra être capable, *a minima*, de développer pendant un cycle de fonctionnement. Elle se calcule par la relation IV.14 donnée ci-dessous :

$$\Gamma^*(N) = \frac{P^*(N)}{N \times (2\pi/60)} \quad (IV.14)$$

Cette caractéristique est donnée à la figure IV.11 pour  $P_{Lim}=30\%$  de  $P_{max}$ . On peut observer deux points remarquables sur cette caractéristique. Ces deux points représentent le point nominal (défini par la vitesse nominale de la turbine  $N_n$  et son couple nominal  $\Gamma_n$  qui est aussi le couple maximum de la génératrice si les pertes mécaniques sont négligées) et le point de vitesse limite (défini par le couple limite  $\Gamma_{Lim}$  et la vitesse de rotation limite  $N_{Lim}$ ).

Si les pertes mécaniques sont négligées, cette caractéristique couple/vitesse est introduite comme une spécification de dimensionnement de la génératrice, le couple de la turbine est le donc assimilé au couple électromagnétique. Par conséquent, les deux points caractéristiques sont utilisés comme points de dimensionnement de la génératrice. Si la génératrice est capable de produire le couple requis pour ces deux points de fonctionnement, l'exigence en couple sera satisfaite sur toute la plage de fonctionnement (nous le vérifierons a posteriori en s'assurant que la caractéristique couple/vitesse obtenue pour le dimensionnement proposé domine cette courbe de spécification en couple/vitesse).

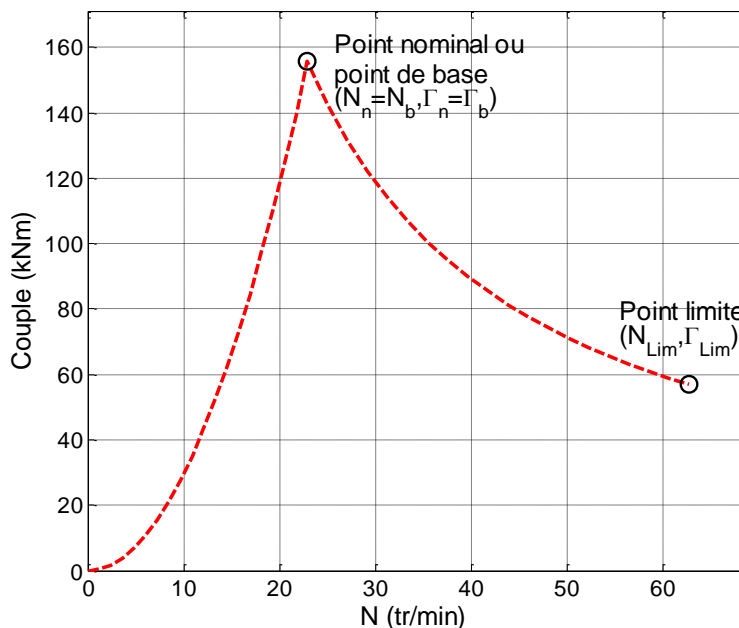


Figure. IV.11. spécification en couple de la génératrice.

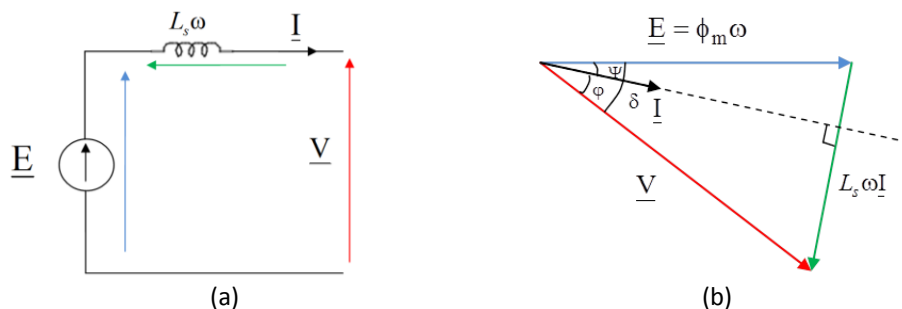
#### IV.2.4. Définition de la valeur de la contrainte en tension liée au convertisseur

Dans notre démarche, et comme vu au chapitre III, les contraintes liées à l'association de la génératrice avec le convertisseur sont prises en compte. L'une de ces exigences se résume en une contrainte sur la tension maximale en valeur efficace autorisée par le convertisseur du côté génératrice ( $V_{max}$ ), qui limite la tension neutre-phase(NPh) de la génératrice. Pour fixer la valeur de cette tension  $V_{max}$ , on fait le choix d'un convertisseur

à IGBT de type Back-to-Back [Bar01]. La tension efficace neutre-phase de ce convertisseur coté génératrice est fixée à  $V_{max} = 690V$  (valeur efficace). Ce niveau de tension correspond aux gammes de tensions courantes utilisées dans les réseaux éoliens offshore les plus répandus [Sie01].

#### IV.2.5. Association génératrice/convertisseur

Afin de tenir compte des limites en tension et en courant introduites par le convertisseur, nous allons considérer un mode de fonctionnement en défluxage. En effet, lorsqu'on accélère la génératrice à couple maximal (avec les FEMs en phase avec les courants), on atteint une vitesse où la tension maximale permise par le convertisseur est saturée. Au-delà de cette vitesse il n'est plus possible de contrôler la génératrice à couple maximal en maintenant un courant maximal en phase avec la force électromotrice (limitation en tension). Une solution consiste à maintenir la même valeur maximale des courants en les déphasant des forces électromotrices afin de respecter la contrainte liée à la valeur maximale de tension. Ceci équivaut à créer un flux statorique s'opposant aux flux magnétique provenant des aimants. Ceci est mis en œuvre en introduisant une composante,  $i_d$ , dans le courant afin de créer un flux d'induit qui s'oppose au flux rotorique et diminuer le flux total vu par le bobinage. Ceci permet de compenser l'augmentation de la force électromotrice et de la tension de phase par la baisse du flux total dans le bobinage. Le couple de la génératrice est par conséquent réduit pour les vitesses supérieures à la vitesse de base. Si l'on considère ce fonctionnement, la plage de vitesse dans laquelle la génératrice peut fonctionner dépend de la valeur de son inductance cyclique. Une inductance élevée permet une plage de fonctionnement importante au détriment d'un facteur de puissance bas au point de début de défluxage (point de base). Lorsque l'inductance cyclique de la machine est basse, le facteur de puissance en ce point est élevé mais la plage de fonctionnement à haute vitesse est restreinte. Pour modéliser ces modes de fonctionnement en survitesse, on considère le schéma de phase de la génératrice en convention générateur, comme illustré sur la figure IV.12. Ce schéma est donné pour une génératrice synchrone à aimants permanents à pôles lisses ( $L_d=L_q=L_s$ ). La résistance de phase est ici négligée

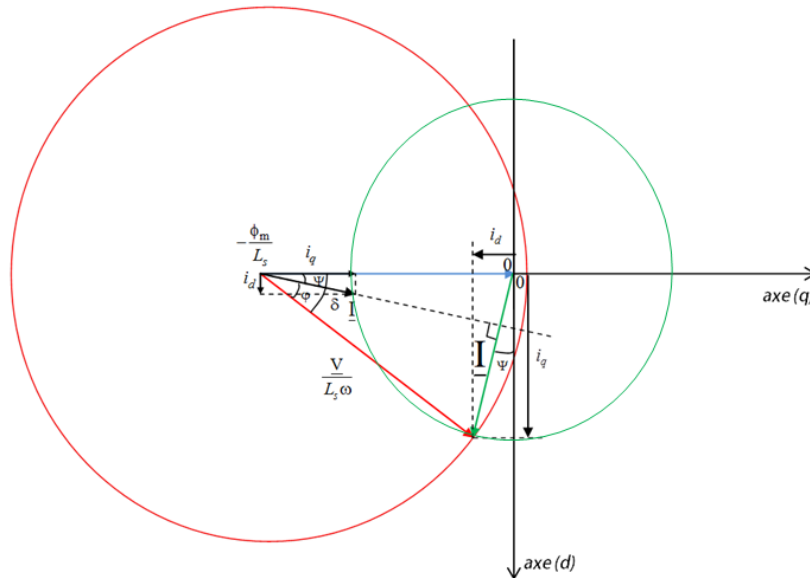


**Figure. IV.12.** (a) schéma électrique d'une phase de la génératrice, (b) représentation vectorielle en convention générateur.

A partir de la figure IV.12b, on définit les angles suivants :

- $\delta = (\underline{V}, \underline{E})$  est l'angle de charge de la machine ;
- $\Psi = (\underline{E}, \underline{I})$  est l'angle entre la f.e.m et le courant de phase, lorsque cet angle est nul, le flux statorique est en quadrature avec la f.e.m (couple maximal par Ampère) ;
- $\varphi = (\underline{V}, \underline{I})$  est le déphasage entre la tension V et le courant de phase I ;
- $\phi_m$  est le flux magnétique total provenant des aimants (rotor) ;

On reprend le schéma de la figure IV.12b, en le divisant par la réactance synchrone  $(L_s, \omega)$ , on obtient le diagramme de la figure IV.13.



**Figure. IV.13.** le diagramme permet une représentation simplifiée des points de fonctionnements atteignables par la machine, l'axe (d) est l'axe direct du flux et l'axe (q) est l'axe en quadrature avec l'axe d ( $i_d$  et  $i_q$  sont ici les projections du courant I sur les deux axes)

Dans le diagramme de la figure IV.13 La projection de  $I_{\max}$  (courant maximal de phase en valeur efficace) sur le plan  $(i_d, i_q)$  donne la relation IV.15 :

$$\begin{cases} i_d = I_{\max} \sin(\Psi) \\ i_q = I_{\max} \cos(\Psi) \end{cases} \quad (IV.15)$$

Ce type de diagramme (figure IV.13) permet une représentation simple des points de fonctionnement possibles de la génératrice. En effet les points de fonctionnement qui respectent les contraintes liées à la valeur maximale des courants et des tensions doivent se trouver dans la surface délimitée par l'intersection entre les deux cercles. Le

cercle en couleur verte représente la limitation en courant  $I_{\max}$ . Cette limite en courant est imposée par la thermique de la génératrice et le courant maximal autorisé par le convertisseur. Le cercle de couleur rouge sur la figure IV.13 représente la limite en tension du convertisseur. Le diamètre du cercle « de tension » dépend de la vitesse de rotation de la génératrice et donc de la pulsation des courants notée  $\omega$  (ce rayon est égal à  $V_{\max}/(L_s \cdot \omega)$ ).

On peut écrire les relations suivantes qui permettent de définir la caractéristique couple/vitesse de la génératrice :

L'équation du cercle traduisant la limite en courant s'écrit :

$$I_{\max} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (\text{IV.16})$$

L'équation du cercle traduisant la limite en tension est :

$$\left( \frac{V_{\max}}{L_s \omega} \right)^2 = \left( i_d + \frac{\phi_m}{L_s} \right)^2 + i_q^2 \quad (\text{IV.17})$$

La recherche de la caractéristique couple vitesse de la génératrice revient pour chaque vitesse à trouver les point  $(i_d, i_q)$  qui sont à l'intérieur des deux cercles. Dans ce cas, le couple correspondant est :

$$T_{EM} = 3p\phi_m i_q \quad (\text{IV.18})$$

De même, la puissance électromagnétique de la génératrice est donnée par l'équation IV.19.

$$P_{EM} = 3p\phi_m i_q \Omega \quad (\text{IV.19})$$

De l'équation IV.20 on constate que la génératrice développe un couple maximum lorsque  $i_q = I_{\max}$  et donc  $i_d = 0$ . On peut en déduire alors la pulsation électrique des courants  $\omega_b$  (rad/s) à la vitesse de rotation de base de la génératrice ( $N_b$ ) pour laquelle la génératrice est encore capable de fonctionner à couple maximal. Les relations IV.20 et IV.21 qui permettent de définir le point de fonctionnement de base de la génératrice sont données ci-dessous :

$$\omega_b = \frac{\left( \frac{V_{\max}}{L_s} \right)}{\sqrt{\left( \frac{\phi_m}{L_s} \right)^2 + I_{\max}^2}} \quad (\text{IV.20})$$

$$N_b = \frac{\omega_b}{p} \times \frac{60}{2\pi} \quad (\text{IV.21})$$

Si on note par  $\phi_s = L_s I_{\max}$  le flux statorique dû à la réaction magnétique d'induit et  $\phi_m$  le flux rotorique, on distinguera les cas suivants :

**1) Cas 1 : Flux rotorique supérieur à la réaction magnétique d'induit**

Si  $\phi_m > \phi_s$  ( $\phi_m > L_s I_{\max}$ ), la machine possède une vitesse de fonctionnement maximale ( $N_{\max}$ ) (le couple produit est nul à  $N_{\max}$  (en tr/min) et la génératrice ne peut plus produire de couple au delà de  $N_{\max}$ ). Cette vitesse peut se calculer par l'équation IV.23. La pulsation électrique des courants correspondant à cette vitesse est donnée par la relation IV.22.

$$\omega_{\max} = \frac{V_{\max}}{\phi_m - L_s I_{\max}} \quad (\text{IV.22})$$

$$N_{\max} = \frac{\omega_{\max}}{p} \times \frac{60}{2\pi} \quad (\text{IV.23})$$

Dans ce cas de figure, la puissance maximale de la génératrice est obtenue pour la vitesse de rotation mécanique  $N_{\text{pmax}}$  (tr/min) qui correspond à la pulsation  $\omega_{\text{pmax}}$ . Elles sont données par les relations IV.24 et IV.25. Cette équation est obtenue en dérivant l'équation de la puissance électromagnétique par rapport à la vitesse.

$$\omega_{\text{pmax}} = \frac{V_{\max}}{\phi_m \sqrt{4 \left( \left( \frac{L_s I_{\max}}{\phi_m} \right)^2 + 1 \right)^2 - 4 \left( \frac{L_s I_{\max}}{\phi_m} \right)^2}} \quad (\text{IV.24})$$

$$N_{\text{pmax}} = \frac{\omega_{\text{pmax}}}{p} \times \frac{60}{2\pi} \quad (\text{IV.25})$$

**2) Cas 2 : flux rotorique inférieur ou égal à la réaction magnétique d'induit**

Si  $\phi_m \leq \phi_s$  ( $\phi_m \leq L_s I_{\max}$ ), La vitesse maximale que peut atteindre la génératrice est théoriquement infinie dans ce cas de figure. La génératrice peut développer la puissance maximale si la vitesse de rotation est supérieure à la vitesse de base.

Pour tous les cas de figures, la tension neutre-phase de la génératrice (en valeur efficace) est donnée par l'équation IV.28 :

$$V(\omega) = L_s \omega \sqrt{\left(\frac{\phi_m}{L_s} - |i_d(\omega)|\right)^2 + i_q(\omega)^2} \quad (\text{IV.26})$$

Le facteur de puissance de la génératrice en fonction de sa vitesse de fonctionnement en défluxage est donné par l'équation IV.27 :

$$\text{FP}(\omega) = \frac{\phi_m \times i_q(\omega)}{V(\omega) \times I_{\max}} \times \omega \quad (\text{IV.27})$$

**IV.2.6. Formulation du problème d'optimisation avec les contraintes de fonctionnement sur cycle**

Comme c'est le cas dans le chapitre III, le dimensionnement optimal de la génératrice est implémenté sous forme d'un problème d'optimisation visant à minimiser le coût des parties actives. Cette optimisation est effectuée sous contraintes. De même que dans le chapitre III, la fonction objectif notée  $C(\mathbf{x})$  évalue le coût global des parties actives à partir de la masse des aimants, du cuivre et des tôles magnétiques.  $\mathbf{x}$  est le vecteur contenant les grandeurs correspondant aux variables géométriques de la génératrice (décrites au chapitre III). La première particularité de cette nouvelle formulation du problème d'optimisation réside dans l'introduction d'un point de dimensionnement (point de fonctionnement à la vitesse nominale de la turbine) issu de l'analyse statistique de la caractéristique de la ressource en tenant compte de la loi de  $C_p$  de la turbine. La deuxième particularité réside dans l'introduction d'une contrainte sur le couple limite (obtenu pour la vitesse maximale des courants de marée), cette nouvelle contrainte vise à obtenir une caractéristique couple/vitesse de la génératrice qui domine la caractéristique couple/vitesse spécifiée par la ressource, la turbine et la stratégie de pilotage. Si cette condition est vérifiée l'écrêtage en puissance de l'hydrolienne pourra s'effectuer uniquement par le contrôle du couple de la génératrice sans recours à un système d'orientation des pales. La formulation de ce nouveau problème d'optimisation est donnée par les relations (IV.28) ci-dessous :



$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}^* &= \min_{\mathbf{x} \in X} \|C(\mathbf{x})\| \\
 &\begin{cases}
 V(\mathbf{x}, \Omega_b) - V_{max} = 0 \\
 -\Gamma(\mathbf{x}, \Omega_{Lim}) + \Gamma_{Lim}^* \leq 0 \\
 -FP(\mathbf{x}, \Omega_b) + FP_{min} \leq 0 \\
 T_{enc}(\mathbf{x}, \Omega_b) - T_{max} \leq 0 \\
 |H_{max}(\mathbf{x}, \Omega_b)| - |H_{cj}| \leq 0 \\
 -\eta_{elec}(\mathbf{x}, \Omega_b) + \eta_{elec_{min}} \leq 0 \\
 LB \leq \mathbf{x} \leq UB
 \end{cases} \quad (IV.28)
 \end{aligned}$$

Les pertes mécaniques sont négligées dans cette étude, par conséquent la caractéristique couple/vitesse de la génératrice en régime établi est confondue avec la caractéristique couple/vitesse de la turbine donnée sur la figure IV.11. De ce fait, le point de fonctionnement de la génératrice à la vitesse de base est également confondu avec le point de fonctionnement nominal de la turbine et représente donc le point de dimensionnement de la génératrice ( $N_n = N_b$ ,  $\Gamma_n = \Gamma_b$ ,  $T_{EM} = \Gamma$ ,  $P_{EM} = P$ ). Les contraintes utilisées dans IV.30 sont définies à la vitesse de rotation de base ( $\Omega_b$ ), elles sont identiques à celles présentées au chapitre III à l'exception de la contrainte suivante :

- $\Gamma_{Lim}(\mathbf{x}, \Omega_{Lim})$  qui traduit le couple de la génératrice à la vitesse de fonctionnement limite  $\Omega_{Lim}$ . Ce couple doit être supérieur au couple  $\Gamma_{Lim}^*$  spécifié par la stratégie de pilotage de la turbine. Si cette condition est vérifiée, la génératrice pourra atteindre tous les points de fonctionnement sur cycle de la turbine définis selon la consigne  $P^*$ .

Les valeurs de ces contraintes vont être données dans la partie qui suit où une étude de cas est présentée.

## **IV.2.7. Etude de cas et analyse d'un dimensionnement**

### **IV.2.7.1. Dimensionnement d'une génératrice**

Comme c'était le cas au chapitre III, la procédure d'optimisation formulée dans (IV.30) est implémentée sous Matlab<sup>®</sup> optimization toolbox avec utilisation de l'algorithme *fmincon*. Il est à noter que les temps de calculs constatés sont peu importants, de l'ordre de quelques secondes. Ceci est dû à l'utilisation de modèles analytiques et notamment un modèle électromagnétique inversé [Dje03]. Pour effectuer le dimensionnement de la génératrice, un ensemble de paramètres et de contraintes sont introduits dans l'algorithme. Certains de ces paramètres sont donnés dans le tableau IV.1. Le reste des paramètres liés aux matériaux et autres spécifications sont identiques à ceux considérés au chapitre III.

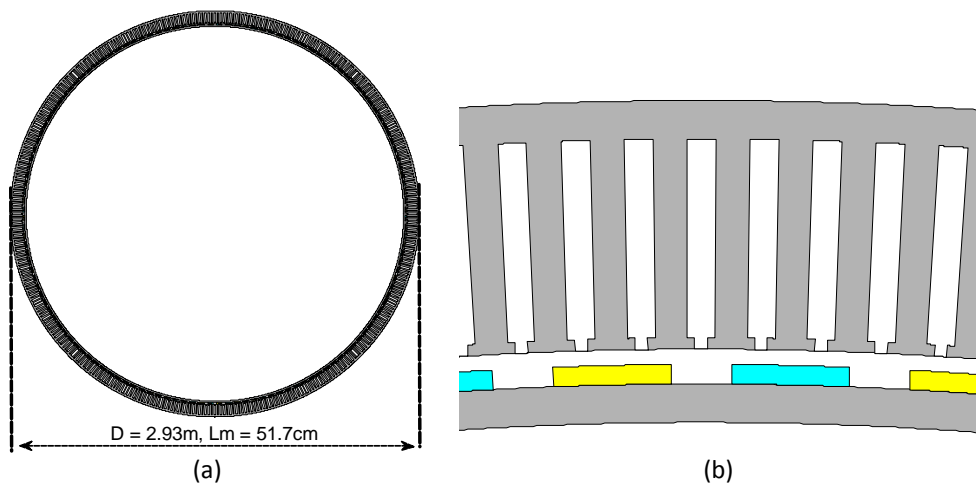
Les paramètres géométriques de la génératrice optimisée ici obtenue sont donnés dans le tableau IV.2. Le tableau IV.3 donne les paramètres électriques et les performances globales de la génératrice calculée. Il est à noter que les contraintes introduites dans l'algorithme d'optimisation sont satisfaites. Les figures IV.14a et IV.14b illustrent des croquis à l'échelle de la génératrice optimisée obtenue selon la méthodologie systématique exposée dans ce chapitre.

**Tableau IV.1.** spécifications et exigences sur la génératrice (contraintes)

Diamètre externe de la génératrice	$D_{générateur}$	3	m
Couple de la turbine à la vitesse de base	$\Gamma_b$	155,59	kNm
Vitesse de rotation de base de la turbine	$N_b$	22.954	tr/min
Couple de la turbine à la vitesse limite	$\Gamma_{Lim}$	5,7	kNm
Vitesse de rotation limite de la turbine	$N_{Lim}$	62,736	tr/min
Tension neutre-phase maximale imposée par le convertisseur coté génératrice	$V_{max}$	690	V(efficace)
Facteur de puissance minimal à la vitesse de base	$FP$	0,81	-
Rendement électrique minimal de la génératrice	$\eta_{elecmin}$	0,96	-
Température maximale de la génératrice	$T_{max}$	100	°C
Champ coercitif dans les aimants	$H_{cj}$	$10^6$	A/m
Nombre de phases	$m$	3	-
Nombre d'encoches par pôle et par phase	$S_{pp}$	1	-
Coefficient de remplissage des encoches	$k_f$	0,5	-
Coefficient de bobinage au 1 <sup>ier</sup> harmonique	$k_{b1}$	1	-
Ouverture relative des aimants	$\beta_m$	66	%
Fermeture relative des encoches	$\rho_{ouv}$	50	%

**Tableau IV.2.** paramètres de la génératrice calculée

$J$	Densité de courant dans les conducteurs	3,0522	A/mm <sup>2</sup> (efficace)
$A_L$	Charge linéique de courant	50671	A/m (efficace)
$B_1$	Induction d'entrefer au 1 <sup>ier</sup> harmonique (valeur crête)	0,6447	T
$p$	Nombre de paires de pôles	68	-
$ncd$	Nombre de conducteurs par encoche et par phase	5	-
$R_i$	Rayon interne de la génératrice	1,35	m
$R_e$	Rayon externe de la génératrice	1,4634	m
$R_s$	Rayon d'alésage du stator	1,376	m
$L_m$	Longueur active	51,7	cm
$L_{tot}$	Longueur totale (avec têtes de bobines)	59	cm
$\beta_t$	Ouverture relative des dents	53,9	%
$H_{bec}$	Hauteur des becs de dents	4	mm
$h_{ys}$	Épaisseur de la culasse statorique	1,35	cm
$h_{yr}$	Épaisseur de la culasse rotorique	1,35	cm
$h_s$	Profondeur d'encoches	7	cm
$h_m$	Épaisseur des aimants	6,87	mm
$h_g$	Épaisseur d'entrefer	5,4	mm



**Figure. IV.14.** (a) vue globale sur une section de la génératrice, (b) zoom sur les parties actives de la génératrice. Les dessins sont donnés à l'échelle.

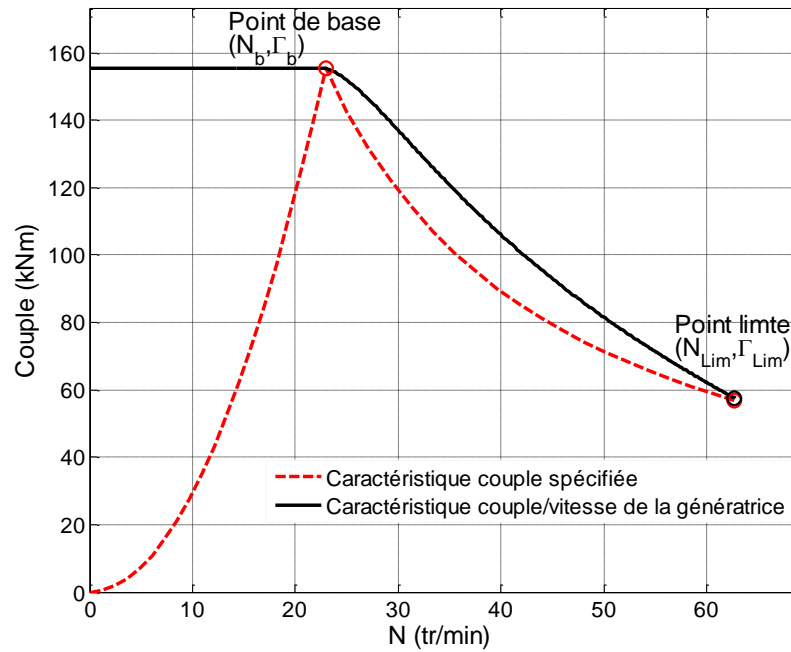
**Tableau IV.3.** caractéristiques globales et performances de la génératrice calculée (données à la vitesse de base)

$E_1$	Force électromotrice (f.e.m) (valeur efficace au 1 <sup>ier</sup> harmonique)	580,5	V(efficace)
$V$	Tension simple de phase	690	V(efficace)
$I$	Courant de phase	215	A
$X_s$	Réactance synchrone	1,8843	$\Omega$
$r_s$	Résistance statorique	0,1	$\Omega$
$FP$	Facteur de puissance	0,81	-
$\eta_{elec}$	Rendement électrique	96	%
$T_{enc}$	Température maximale dans l'encoche	56	$^{\circ}\text{C}$
$H_{max}$	Champ magnétique maximal dans les aimants	0,53874	MA/m
$P_j$	Pertes Joule	13,2	kW
$P_{fer}$	Pertes fer	1,77	kW
	couple massique (la masse considérée est la masse des parties actives)	46,4	N.m/kg
	Coût total des parties actives	25,85	K\$
	Masse totale des parties actives	3353	kg
	Taux de fuites de flux magnétique 3D	0,5	%
	Inductance cyclique	11,5	mH

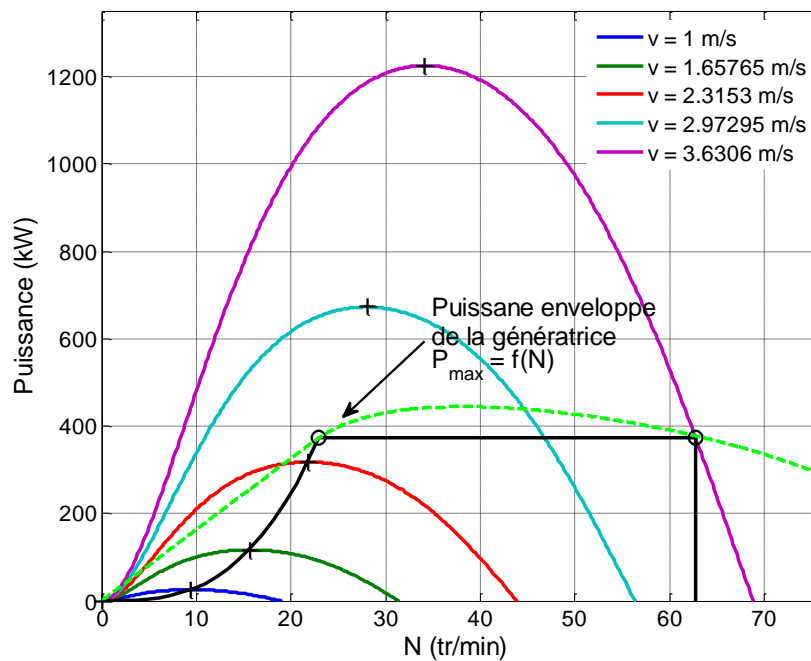
#### IV.2.7.2. Analyse des capacités de défluxage de la génératrice

Dans cette partie, il s'agit de confirmer l'aptitude de la génératrice calculée à satisfaire les exigences imposées par le cahier des charges en particulier par rapport à la stratégie de pilotage avec écrêtage de puissance (caractéristique couple/vitesse). L'analyse des capacités de défluxage de la génératrice (figure IV.15), démontre clairement que la caractéristique couple/vitesse de la génératrice (en régime établi) domine la caractéristique couple/vitesse spécifiée sur toute la plage de vitesse de fonctionnement (cycle). Ce résultat est mis en évidence par le tracé de la caractéristique de la génératrice dans le plan puissance et vitesse (figure IV.16). Par conséquent, la turbine hydrolienne à pas fixe associée à cette génératrice dimensionnée peut 'a priori' être pilotée sur toute la

plage de vitesse uniquement par un contrôle en couple via le convertisseur en appliquant une stratégie de pilotage avec écrêtage de la puissance.



**Figure. IV.15.** caractéristique couple/vitesse de la génératrice (noir) et caractéristique spécifiée (rouge-pointillé).



**Figure. IV.16.** puissance atteignable en régime permanent (vert) et consigne de pilotage en puissance de l'ensemble turbine/génératrice (noir).

### IV.3. Analyse des performances à couple maximal et sur un cycle de vitesse

#### IV.3.1. Performances à couple maximal de la génératrice

Nous allons détailler, dans cette étude, les performances de la génératrice sur toute la plage de vitesse lorsqu'elle est pilotée à couple maximal (courbe en noir de la figure IV.15). Le comportement de la génératrice à couple maximal est donc analysé en fonction de la vitesse. Un pilotage de cette génératrice calculée (tableau IV.2) à puissance maximale correspond à l'intersection des cercles relatifs aux limites en courant et en tension dans le plan  $(i_d, i_q)$  (voir figure IV.17). La consigne en courants  $i_d$  et  $i_q$  pour ce fonctionnement à puissance maximale de la génératrice est donné par l'équation IV.29.

$$\begin{cases} i_d = 0 & \text{si } \omega \leq \omega_b \\ i_d = \frac{L_s}{2\phi_m} \cdot \left[ \left( \frac{V_{\max}}{L_s \omega} \right)^2 - \left( \frac{\phi_m}{L_s} \right)^2 - I_{\max}^2 \right] & \text{si } \omega \geq \omega_b \\ i_q = \sqrt{I_{\max}^2 - i_d^2} \end{cases} \quad (IV.29)$$

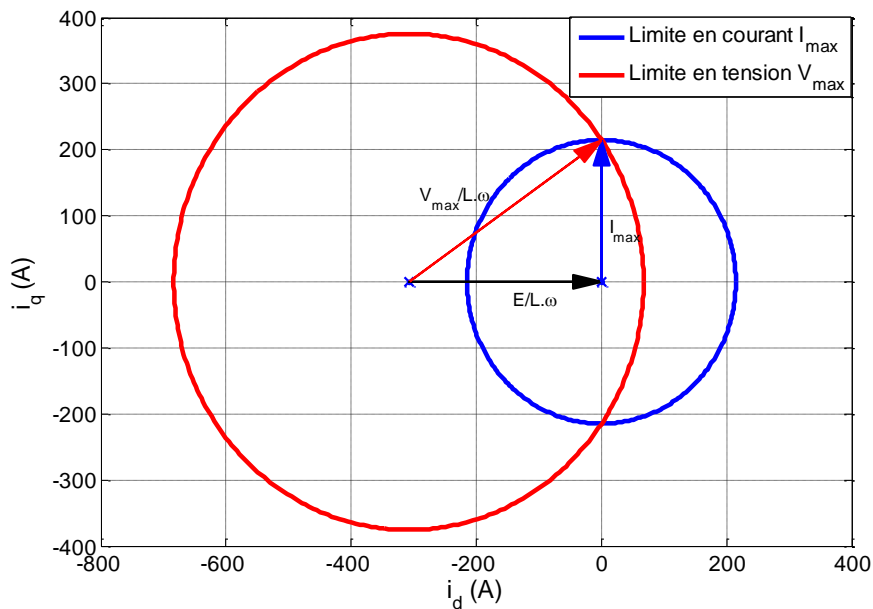
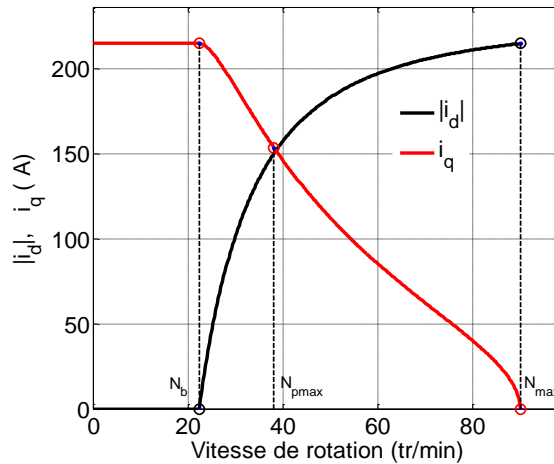


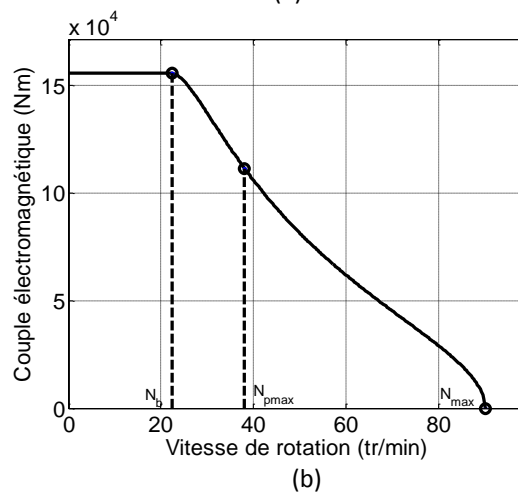
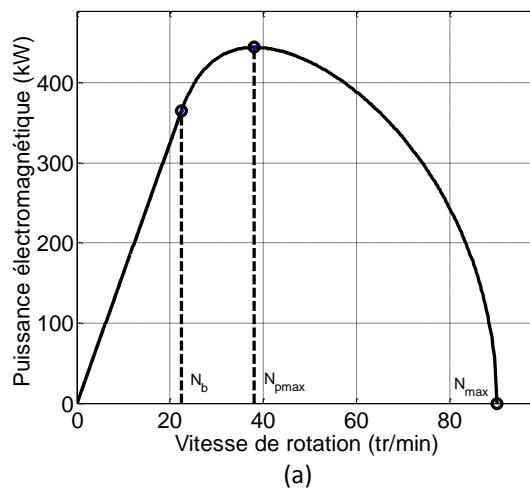
Figure IV.17. représentation à l'échelle des limites en tension et en courant et du diagramme vectoriel à la vitesse de base (génératrice donnée au tableau IV.2), le schéma est donné en mode moteur.

La figure IV.18 illustre les consignes en courants  $i_d$  et  $i_q$  à imposer pour assurer les points de fonctionnement à couple maximal pour chaque vitesse de rotation de la génératrice. La puissance et le couple maximal en fonction de la vitesse sont illustrés sur les figures IV.19.a et IV.19.b. La puissance de la génératrice continue à augmenter après la

vitesse de base pour atteindre sa valeur maximale à la vitesse ( $\Omega_{pmax}$ ). Au-delà de la vitesse  $\Omega_{pmax}$  la puissance de la génératrice commence à décroître car le couple diminue de manière significative. La vitesse maximale à partir de laquelle la génératrice ne peut plus fournir de couple est dans ce cas d'étude de 4,5 fois la vitesse de base.

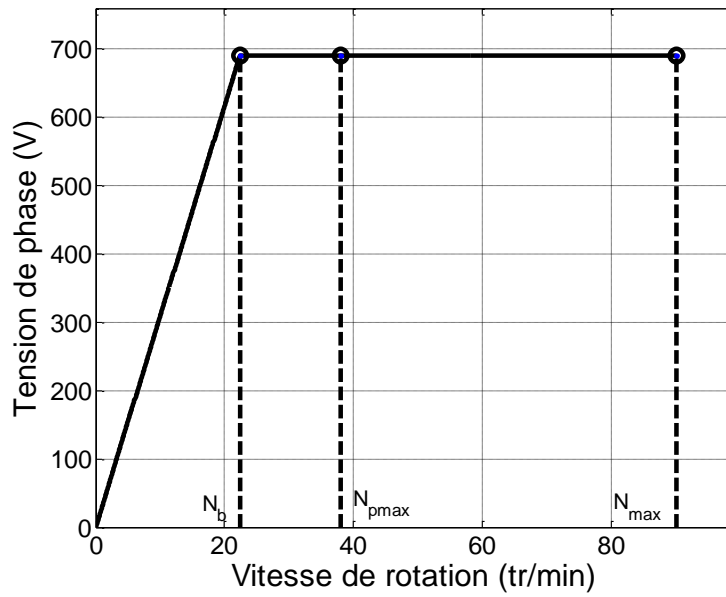


**Figure. IV.18.** courants  $i_d$  et  $i_q$  pour un fonctionnement à couple maximal de la génératrice (représentation en cas moteur).

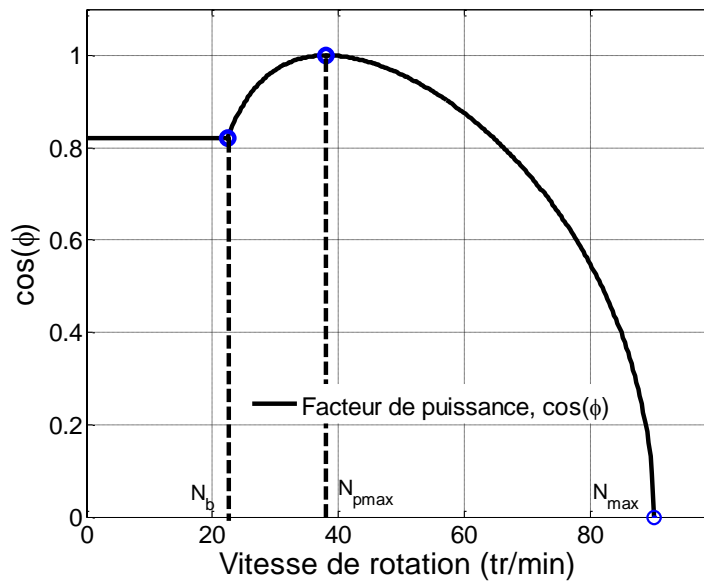


**Figure. IV.19.** (a) caractéristique puissance enveloppe de la génératrice en fonction de la vitesse, (b) caractéristique couple enveloppe de la génératrice en fonction de la vitesse.

La figure IV.20a montre l'évolution de la tension simple de phase de la génératrice lorsque la génératrice est pilotée à couple maximal, comme attendu la tension est saturée à la vitesse de base de la génératrice. Sur la figure IV.20b, le facteur de puissance est représenté. On relève que le facteur de puissance est constant à la vitesse de base, puis augmente avant d'être unitaire lorsque la génératrice produit sa puissance maximale à la vitesse  $\Omega_{p_{max}}$ , puis de décroître.



(a)



(b)

**Figure. IV.20.** (a) tension neutre-phase de la génératrice en fonction de la vitesse, (b) évolution du facteur de puissance de la génératrice en fonction de la vitesse.

### IV.3.2. Performances de la génératrice lors du suivi de la stratégie de pilotage associée à l'hydrolienne

On souhaite maintenant analyser le fonctionnement de la génératrice lorsqu'on suit la consigne de pilotage de l'hydrolienne  $P^*$  (figure IV.6). Cela correspond au suivi de la courbe de la caractéristique couple/vitesse en rouge dans la figure IV.15. Il faut pour cela injecter les courants  $i_{d-ref}$  et  $i_{q-ref}$  donnés sur la figure IV.21. Ces courants sont calculés suivant une stratégie de pilotage à pertes Joule minimales sur toute la plage de fonctionnement. Ces consignes en courant sont, de ce fait, donnés par la relation IV.30.

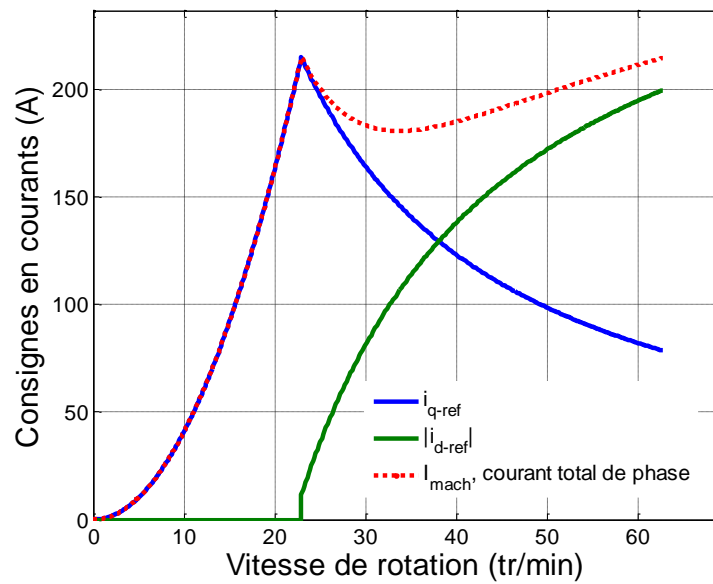


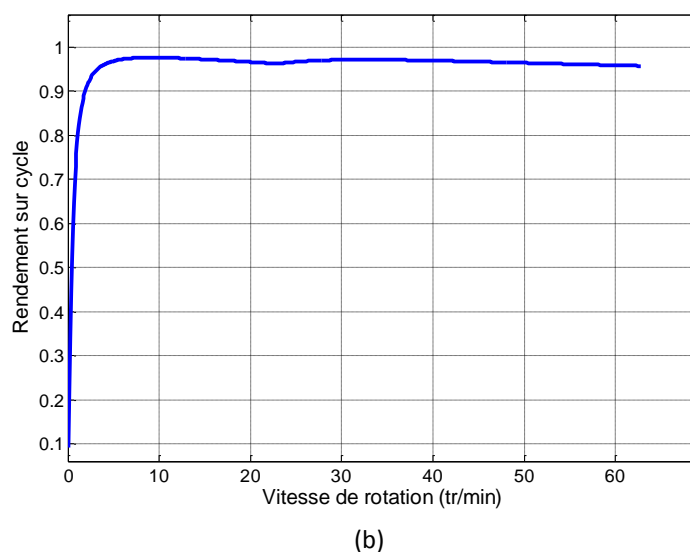
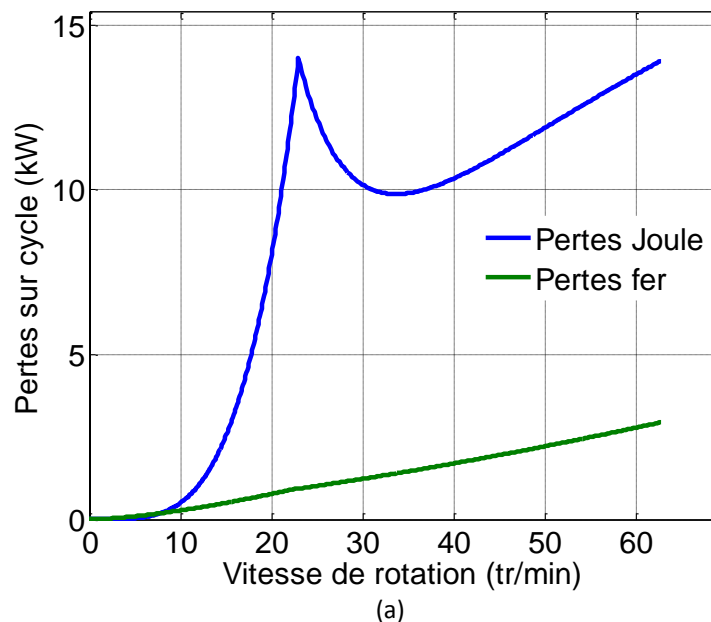
Figure. IV.21. consignes en courants  $i_d$  et  $i_q$  pour le pilotage de la génératrice à pertes Joule minimales sur toute la plage de vitesse (obtention de la puissance de pilotage  $P^*$ ).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{q-ref} = \frac{\Gamma^*}{3p\phi_m} \\ i_{d-ref} = 0 \\ i_{d-ref} = \frac{\phi_m}{L_s} - \sqrt{\left(\frac{V_{max}}{L_s\omega}\right)^2 - i_{q-ref}^2} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{si } \omega \leq \omega_b \\ \text{si } \omega \geq \omega_b \end{array} \quad (IV.30)$$

La figure IV.22a donne l'évolution des pertes Joule et des pertes fer en fonction de la vitesse de rotation de la génératrice. On peut noter que les pertes fer restent faibles devant les pertes Joule (moins de 10%) sur toute la plage de vitesse de fonctionnement, ce qui justifie le choix d'opter pour une stratégie de pilotage à pertes Joule minimales. La figure IV.22b donne le rendement de la génératrice sur le cycle. Cette figure montre un rendement très bas (inférieur au rendement nominale 0,96) pour des vitesses de rotation inférieures à 4 tr/min (vitesse environ 7 fois inférieure à la vitesse de base). Il

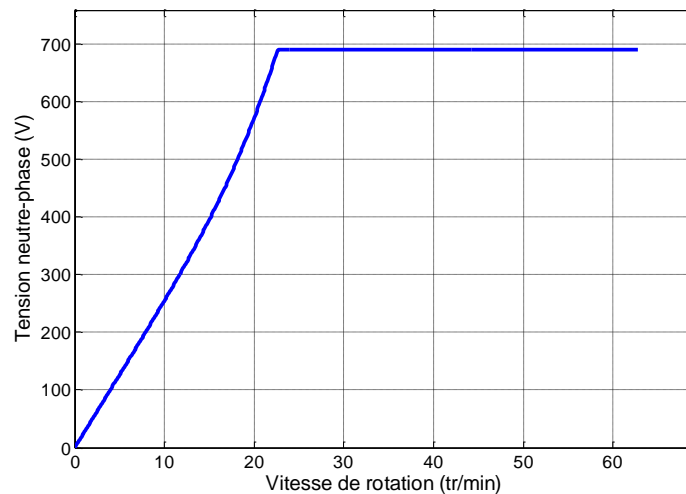


est à noter que dans ce cas l'hydrolienne est mise à l'arrêt et ce rendement ne va donc pas impacter la quantité d'énergie récupérée. On peut également relever que le rendement augmente au-delà de sa valeur nominale (0,96) lorsque la vitesse dépasse 4 tr/min pour ensuite diminuer et s'établir au rendement nominal à la vitesse de base (0,96). Au-delà de la vitesse de base le rendement augmente légèrement et dépasse sa valeur nominale puis diminue. Le rendement à la vitesse de fonctionnement limite de la génératrice présente la valeur la plus basse sur tout le cycle de fonctionnement en défluxage mais reste proche de la valeur nominale ( $\eta=0,955$ ). Toutefois, à ce point de fonctionnement limite le rendement n'est pas très pénalisant par rapport au rendement global sur cycle, étant donné que les vitesses de fonctionnement élevées ont des occurrences faibles (faible contenu énergétique).

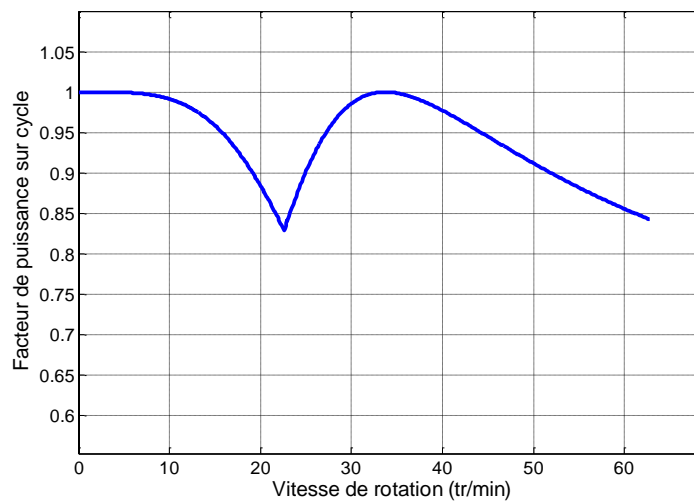


**Figure. IV.22.** (a) pertes en fonction de la vitesse, (b) rendement de la génératrice en fonction de la vitesse.

La figures IV.23a et la figure IV.23b présentent l'évolution de la tension neutre-phase (valeur efficace) et du facteur de puissance de la génératrice en fonction de la vitesse de rotation. On constate que le facteur de puissance le plus bas se situe à la vitesse de base. La figure IV.24 montre l'évolution de l'induction moyenne dans les dents. Cette induction est constante pour les valeurs de vitesses inférieures à la vitesse base puis diminue au-delà de la vitesse de base lorsque la génératrice est défluxée. De manière générale, l'induction dans le circuit magnétique demeure relativement faible par rapport aux niveaux d'induction que peuvent supporter les tôles magnétiques. Ceci est lié au fait de considérer des flux statorique et rotorique additifs (qui est un cas critique jamais atteint) lors de la mise en œuvre du calcul des culasses ferromagnétiques dans le modèle électromagnétique présenté au chapitre II. La masse du circuit magnétique pourrait donc être réduite en considérant uniquement le flux magnétique généré par les aimants (rotor).

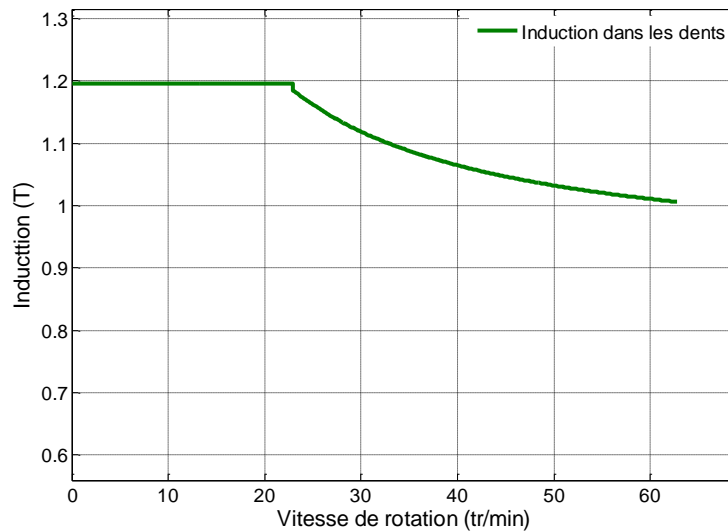


(a)



(b)

**Figure. IV.23.** (a) tension de neutre-phase de la génératrice en fonction de la vitesse, (b) facteur de puissance de la génératrice en fonction de la vitesse.



**Figure. IV.24.** évolution de l'induction moyenne dans les dents en fonction de la vitesse.

## **IV.4. Influence des paramètres de couplage de la génératrice avec le convertisseur et la turbine**

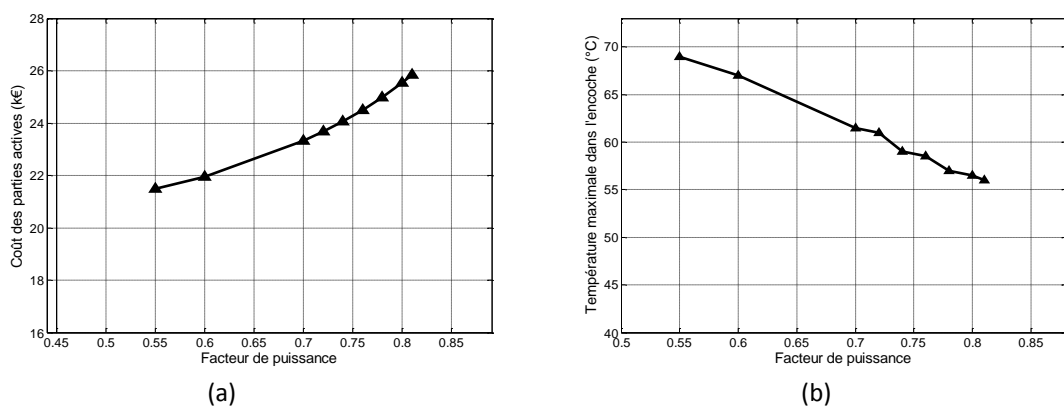
On souhaite évaluer la sensibilité des résultats de dimensionnement par rapport aux valeurs fixées sur certaines contraintes liées aux paramètres de couplage de la génératrice avec le convertisseur et l'hélice. On étudiera ainsi l'influence de la contrainte liée au facteur de puissance et l'influence de la forme de la courbe de  $C_p$  de la turbine.

### **IV.4.1. Etude de l'influence du facteur de puissance**

Il s'agit ici d'étudier l'influence de la contrainte sur le facteur de puissance de la génératrice sur le coût et la thermique de la génératrice. Pour les besoins de cette analyse la contrainte sur le facteur de puissance varie entre 0,55 et 0,82. Pour chaque valeur, la génératrice est optimisée de manière à minimiser le coût des parties actives comme formulé dans les relations IV.28. Ces calculs sont effectués avec les mêmes spécifications et selon la même méthode que pour les parties présentées précédemment dans ce chapitre. Pour des raisons de lisibilité du document le détail des dimensions et des paramètres des génératrices dimensionnées dans cette étude ne sont pas présentés. Seul le coût total des parties actives et les températures maximales dans les encoches de ces génératrices sont donnés sur les figures IV.25.a et IV.25.b. L'ensemble des calculs effectués dans cette étude a montré une saturation de la contrainte sur le facteur de puissance. Les figures IV.25.a et IV.25.b montrent un coût total des parties actives qui augmente pour des valeurs élevées du facteur de puissance tandis que la température maximale dans les encoches baisse. En effet, lorsque le facteur de puissance de la génératrice est plus élevé, le flux statorique nominal est plus faible (en pourcentage du flux rotorique) et un champ rotorique plus fort doit donc être fourni pour atteindre le

couple nominal. Ceci se traduit par une augmentation de la masse d'aimants au détriment de la masse de cuivre. Les prix actuels des aimants à haute énergie utilisés dans cette étude font que le champ créé par les aimants est plus coûteux que le champ créé par le cuivre dans le bobinage. Ce qui peut expliquer l'augmentation du coût total des parties active lorsque le facteur de puissance de la génératrice est plus élevé (figure IV.25.a). Les pertes Joule dans l'encoche sont aussi moins importante, ce qui explique des températures dans l'encoche plus basse (figure IV.25.b). Il est à noter que la machine reste bien refroidie (la température dans l'encoche est très en dessous de la température maximale permise ( $T_{max}$ )) et cela a été observé pour toutes les valeurs du facteur de puissance étudiées.

Remarque : Le coût total des parties actives de la génératrice augmente avec l'élévation du facteur de puissance tandis que le coût du convertisseur baisse avec l'amélioration du facteur de puissance. Il serait alors théoriquement possible, lors de la définition d'un système industriel, si on dispose de données concernant le prix des convertisseurs, de calculer le coût total de l'ensemble convertisseur/génératrice en fonction du facteur de puissance. Ceci permettrait de trouver la valeur du facteur de puissance présentant le meilleur compromis entre le coût des parties actives de la génératrice et le coût du convertisseur.



**Figure. IV.25.** (a) évolution du coût total des parties actives en fonction de la contrainte sur le facteur de puissance, (b) évolution de la température en fonction de la contrainte sur le facteur de puissance.

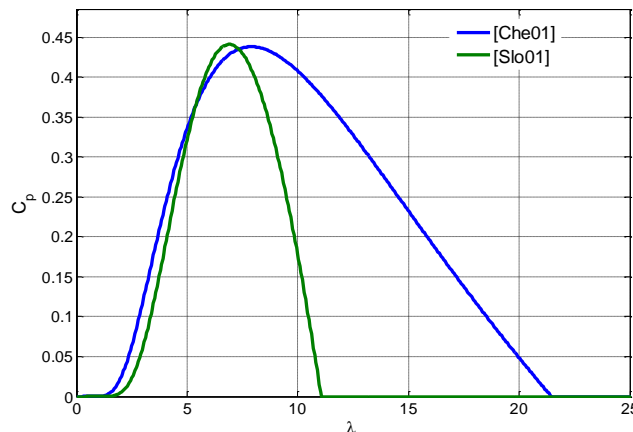
## **IV.4.2. Etude de l'influence de la caractéristique d'hélice**

Cette partie vise à étudier l'influence de la caractéristique d'hélice sur les performances de la génératrice. La méthode de limitation de la puissance à vitesses de courants élevées décrite dans ce chapitre est utilisée. Pour pouvoir comparer les génératrices dimensionnées, deux turbines avec des caractéristiques  $C_p(\lambda)$  différentes sont utilisées (figure IV.26). Les deux turbines possèdent un  $C_{p,max}$  identique ( $C_{p,max} \approx 0.44$ ) et sont pilotées avec la même consigne en puissance  $P^*$  sur tout le cycle.

On suppose également que les deux turbines démarrent à la même vitesse de courant de marée (1m/s). Sous ces conditions, la quantité d'énergie récupérée par les deux turbines est a priori identique. La première turbine est issue de [Che01], elle possède un coefficient de puissance maximal de 0,44 obtenu pour un TSR (Tip-Speed-Ratio)  $\lambda_{opt} \approx 7.9$ . Le coefficient de puissance de cette turbine s'annule pour un TSR maximal  $\lambda_{max} \approx 21.5$ . La loi  $C_p(\lambda, \beta)$  de cette turbine est donnée par l'équation IV.33 avec  $\beta=0$  (hélice à pas fixe). La deuxième turbine considérée est issue de [Slo01], elle possède un  $C_{p,max} \approx 0.44$  obtenu pour un TSR optimal  $\lambda_{opt} \approx 6.9$ . Le coefficient de puissance de cette hélice s'annule pour un TSR maximal  $\lambda_{max} \approx 11$ . La caractéristique  $C_p(\lambda, \beta)$  de cette hélice est donnée par la relation IV.34. Cette deuxième hélice étant aussi à pas fixe, l'angle de calage des pales ( $\beta$ ) est également fixé à zéro. Sur la figure IV.26, les deux lois de  $C_p$  de ces deux hélices sont représentées. On peut relever que la première hélice [Che01] possède une plage de fonctionnement plus large en TSR que la deuxième hélice [Slo01]. Le rapport des plages de TSR de ces deux hélices est d'environ 2. Ceci se traduira par des plages de vitesses de fonctionnement très différentes pour la génératrice.

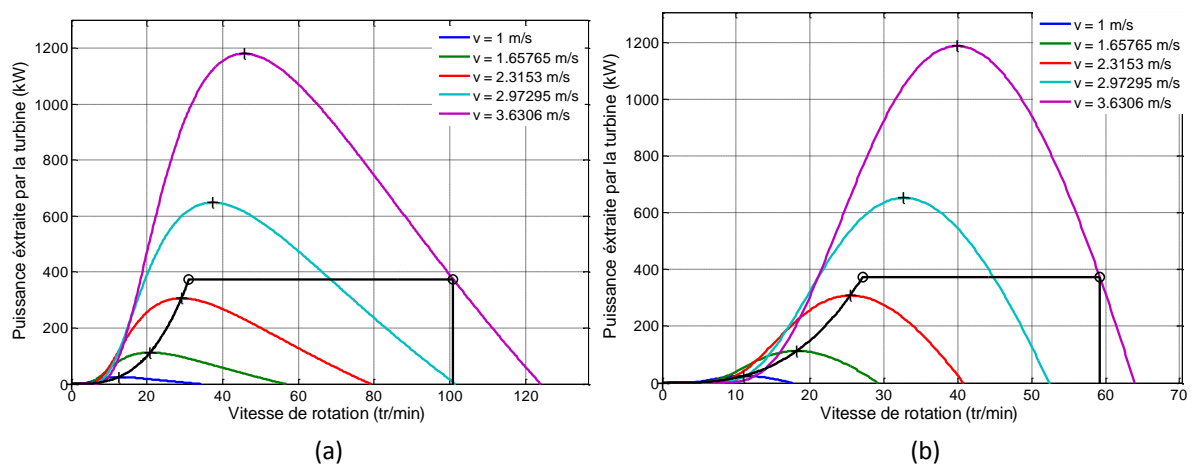
$$\begin{cases} C_p(\lambda, \beta) = 0.22 \left( \frac{116}{\lambda_i} - 0.48 \times \beta - 5 \right) e^{\frac{12.5}{\lambda_i}} \\ \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.008 \times \beta} - \frac{0.0035}{\beta^3 + 1} \end{cases} \quad (IV.33)$$

$$\begin{cases} C_p(\lambda, \beta) = 0.22 \left( \frac{151}{\lambda_i} - 0.58 \times \beta - 0.002 \times \beta^{2.14} - 13.2 \right) e^{\frac{-18.4}{\lambda_i}} \\ \lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda - 0.02 \times \beta} - \frac{0.003}{\beta^3 + 1}} \end{cases} \quad (IV.34)$$

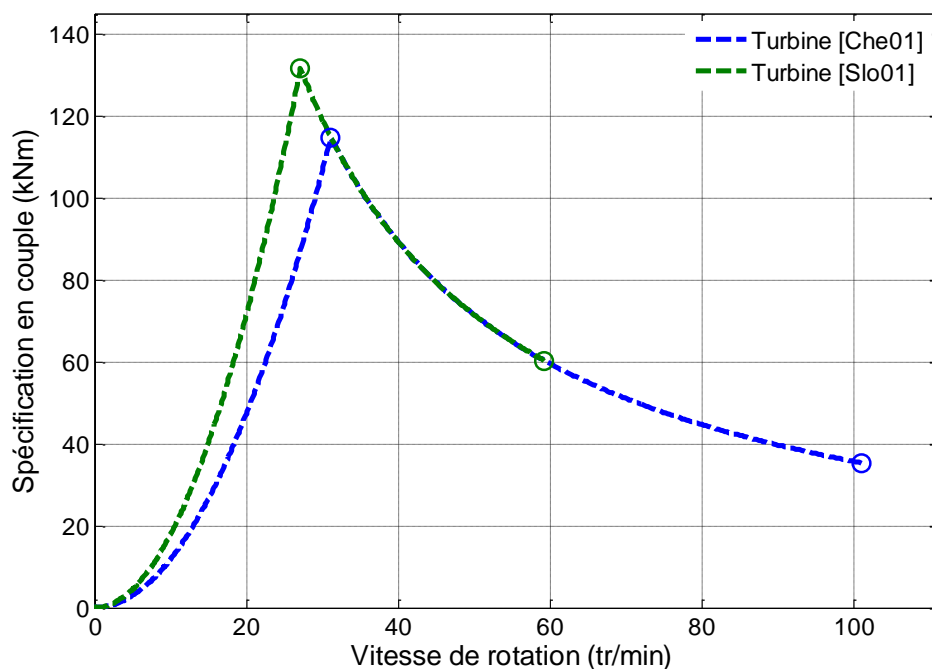


**Figure. IV.26.** caractéristiques d'hélice utilisées pour la comparaison.

A partir des caractéristiques de  $C_p$  des deux hélices utilisées, les stratégies de pilotages  $P^*$  en fonction de la vitesse sont définies, elles sont représentées sur les figures IV.27a et IV.27b. Ceci permet de définir les caractéristiques couple-vitesse à spécifier aux génératrices (figure IV.28). Les paramètres utilisés (matériaux, limite thermique, rendement...etc) pour dimensionner les génératrices correspondantes aux deux turbines sont pris identiques aux études précédentes. Les dimensions géométriques et les paramètres de conception obtenus après optimisation des deux génératrices dimensionnées, pour les deux hélices présentées, sont donnés dans le tableau IV.4.



**Figure. IV.27.** puissances en fonction de la vitesse et stratégie de pilotage en puissance de l'hydrolienne pour les 2 hélices : (a) à large plage de fonctionnement [Che01], (b) à plage de fonctionnement étroite [Slo01].



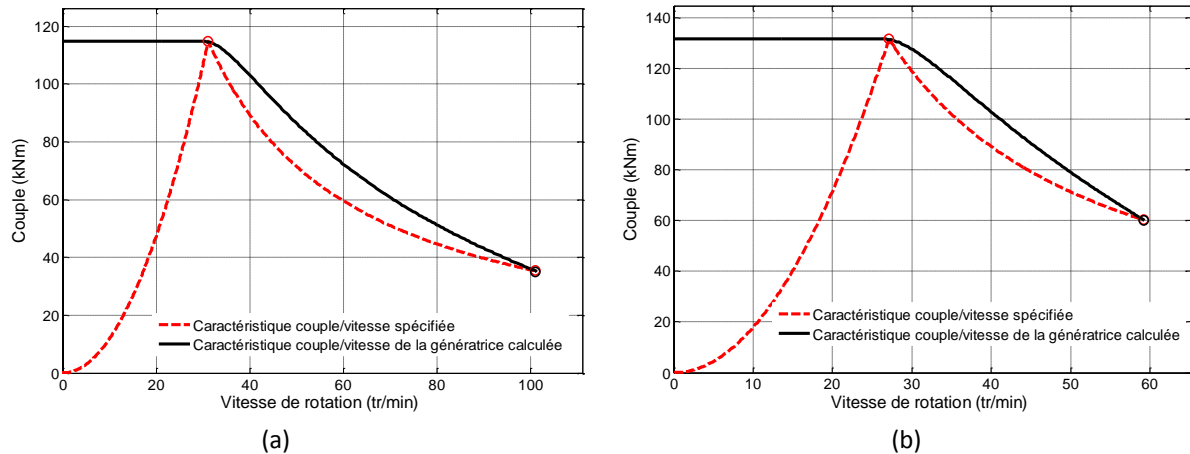
**Figure. IV.28.** caractéristiques couple-vitesse spécifiées à partir des deux lois d'hélices.

## Chapitre IV : Méthodologie de dimensionnement des hydroliennes avec prise en compte du cycle de fonctionnement

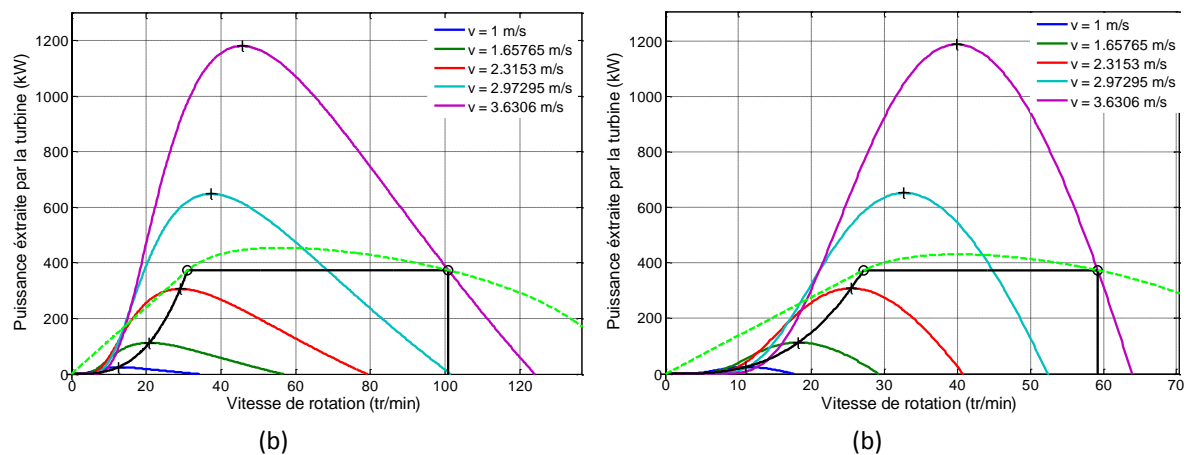
**Tableau IV.4.** comparaison des dimensions et performances des deux génératrices.

		Génératrice pour turbine [Che01]	Génératrice pour turbine [Slo01]	
$D_{génératrice}$	Diamètre externe de la génératrice	2,89	2,895	m
$\Gamma_b$	Couple de la turbine à la vitesse de base	114,8	131,7	kNm
$N_b$	Vitesse de rotation de base de la turbine	31,12	27,12	tr/min
$\Gamma_{Lim}$	Couple de la turbine à la vitesse limite	35,4	59,21	kNm
$N_{Lim}$	Vitesse de rotation limite de la turbine	100,9	60,3	tr/min
$v_{Lim}$	Vitesse des courants au point de base	2,45	2,45	m/s
$I$	Courant de phase	219,76	208,4	A
$V$	Tension neutre-phase de la génératrice	690	690	V(efficace)
$FP$	Facteur de puissance à la vitesse de base	0,8	0,84	-
$\eta_{elec}$	Rendement électrique	96,3	96,3	%
$J$	Densité de courant dans les conducteurs	3,345	2,91	A/mm <sup>2</sup> (efficace)
$A_L$	Charge linéique de courant	51416	45821	A/m (efficace)
$B_1$	Induction d'entrefer au 1 <sup>ier</sup> harmonique (valeur crête)	0,6475	0.609	T
$p$	Nombre de paires de pôles	84	79	-
$ncd$	Nombre de conducteurs en série par encoche et par phase	4	4	-
$m$	Nombre de phases	3	3	-
$S_{pp}$	Nombre d'encoches par pôle et par phase	1	1	-
$k_f$	Coefficient de remplissage des encoches	0,5	0,5	-
$k_{b1}$	Coefficient de bobinage au 1 <sup>ier</sup> harmonique	1	1	-
$R_i$	Rayon interne de la génératrice	1,35	1,35	m
$R_e$	Rayon externe de la génératrice	1,445	1,448	m
$R_s$	Rayon d'alésage du stator	1,3714	1,3723	m
$L_m$	Longueur active	41,3	51,5	cm
$L_{tot}$	Longueur totale (avec têtes de bobines)	47,3	57,9	cm
$\beta_m$	Ouverture relative des aimants	66	66	%
$\beta_t$	Ouverture relative des dents	49,12	49,6	%
$\beta_s$	Fermeture relative des encoches	50	50	%
$H_{bec}$	Hauteur des becs de dents	4	4	mm
$h_{ys}$	Épaisseur de la culasse statorique	1	1,05	cm
$h_{yr}$	Épaisseur de la culasse rotorique	1	1,05	cm
$h_s$	Profondeur d'encoches	5,9	6,1	cm
$h_m$	Épaisseur des aimants	5,9	6,1	mm
$h_g$	Épaisseur d'entrefer	5,4	6,226	mm
$E_1$	Force électromotrice (f.e.m) (valeur efficace au 1ier harmonique)	567,3	598,3	V(efficace)
$X_s$	Réactance synchrone	1,9	1,797	$\Omega$
$r_s$	Résistance statorique	0,08535	0,0897	$\Omega$
$T_{enc}$	Température maximale dans les conducteurs	58	52	°C
$H_{max}$	Champ magnétique maximal dans les aimants	0,553	0,535	MA/m
$P_j$	Pertes Joule	11,8	11,1	kW
$P_{fer}$	Pertes fer	1,2	2,3	kW
	Le couple massique (masse parties actives)	53,5	47,5	N.m/kg
	Coût total des parties actives	17,82	23,13	k€
	Masse totale des parties actives	2146	2771	kg
	Taux de fuites de flux magnétique 3D aux extrémités des aimants	0,55	0,46	%
	Inductance cyclique	7	8	mH

Les caractéristiques couple/vitesse et puissance/vitesse des deux génératrices présentées dans le tableau IV.4 sont données sur les figures IV.29 et IV.30. Ces figures montrent que les génératrices calculées satisfont les exigences sur la caractéristique couple-vitesse spécifiée et permettent le pilotage par écrêtage de puissance des deux turbines à pas fixe.



**Figure. IV.29.** confrontation des caractéristiques couple/vitesse des deux génératrices dimensionnées avec les caractéristiques spécifiées par les deux lois d'hélices utilisées, (a) pour l'hélice à large plage de fonctionnement [Che01], (b) pour l'hélice à plage de fonctionnement étroite [Slo01].

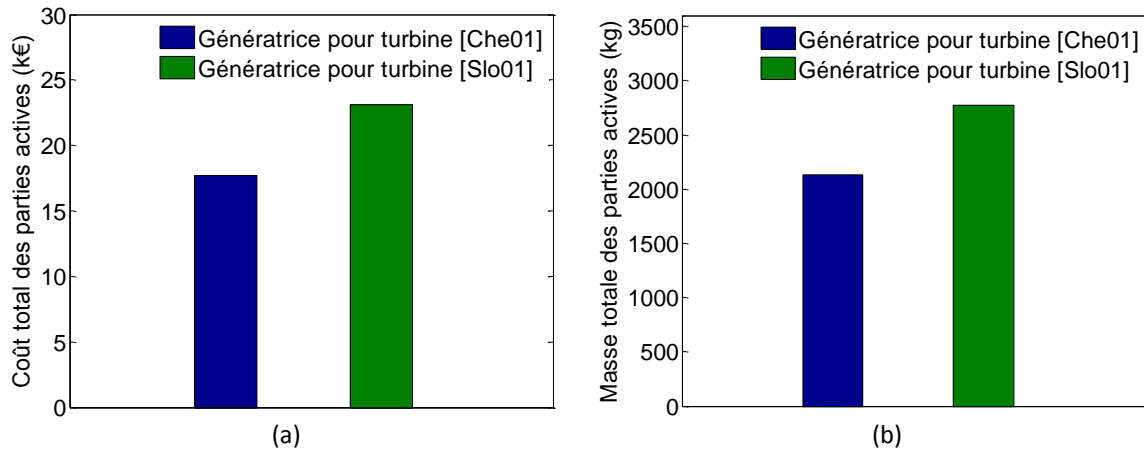


**Figure. IV.30.** confrontation des caractéristiques puissance-vitesse des deux génératrices dimensionnées avec les consignes de pilotage en puissance pour les deux lois d'hélice utilisées, pour l'hélice à large plage de fonctionnement [Che01] (a), pour l'hélice à plage de fonctionnement étroite [Slo01] (b).

Les figures IV.31a et IV.31b donnent une comparaison du coût total et de la masse totale des parties actives entre les deux génératrices dimensionnées pour les deux lois de  $C_p$  des deux turbines utilisées. Ces deux figures montrent une génératrice avec un coût total et une masse totale des parties actives réduite de 23% en faveur de la turbine [Che01]. En effet, le cahier des charges de la turbine définie dans [Che01] correspond à un couple de dimensionnement de la génératrice plus bas car la puissance nominale est définie à une vitesse de rotation plus élevée, tandis que pour la turbine définie dans [Slo01] le couple de dimensionnement nominal est plus élevé car la vitesse nominale est

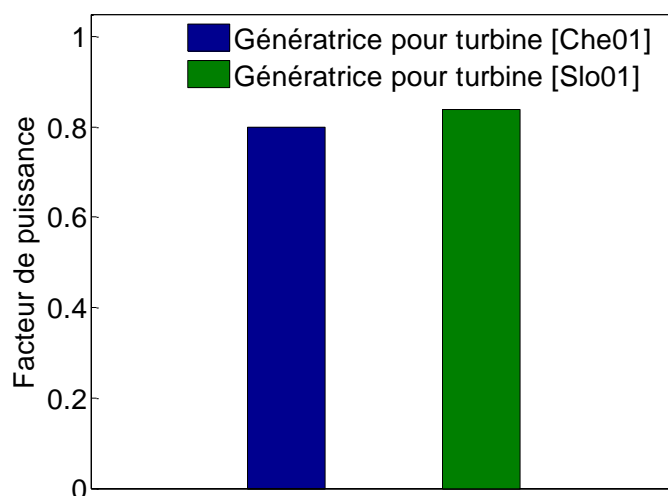


plus basse. Dans ce cas d'étude, le passage d'un  $\lambda_{opt} = 6,9$  à un  $\lambda_{opt} = 7,9$  entre les deux lois de turbines permet une réduction de 23% sur le coût et la masse des parties active de la génératrice.



**Figure. IV.31.** (a) comparaison du coût total des parties actives pour les deux génératrices, (b) comparaison de la masse totale des parties actives pour les deux génératrices.

La figure IV.32 donne un comparatif des facteurs de puissances obtenus pour les deux génératrices dimensionnées pour les deux lois de turbines. On peut relever à partir de cette figure que la génératrice dimensionnée pour la turbine donnée dans [Slot01] présente un facteur de puissance amélioré de 4% par rapport au facteur de puissance de la génératrice dimensionnée pour la turbine donnée dans [Che01]. En effet, la turbine donnée dans [Che01] impose à la génératrice une plage de fonctionnement plus large en survitesse (mode de défluxage). Cette exigence va amener à augmenter le niveau de réaction d'induit pour fonctionner sur une plage de vitesse plus large, par conséquent cette loi d'hélice va imposer un facteur de puissance plus bas à la génératrice.



**Figure. IV.32.** comparaison du facteur de puissance pour les deux génératrices dimensionnées.

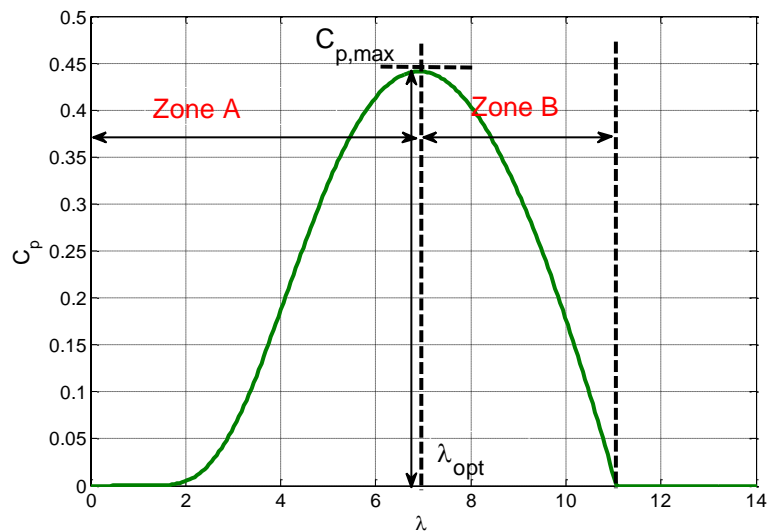


Figure. IV.33. interprétation de la caractéristique de  $C_p$  d'une turbine pour une conception optimale de la génératrice.

Sur la figure IV.33, une caractéristique de  $C_p$  d'une turbine donnée à pas fixe est représentée en fonction du TSR ( $\lambda$ ). Sur cette caractéristique on distingue deux zones remarquables que l'on notera zone A et zone B. Si l'on se place du point de vue du concepteur de l'ensemble convertisseur/génératrice on peut dégager les tendances suivantes pour le choix d'une turbine à pas fixe à associer à la génératrice.

- **La zone A** doit être aussi large que possible pour augmenter la vitesse de base (vitesse nominale) de l'ensemble génératrice hélice. Ceci permet de diminuer le couple de dimensionnement de la génératrice et donc de réduire significativement le coût et la masse des parties actives.
- **La zone B** doit être aussi étroite que possible afin de minimiser les exigences liées à la survitesse en défluxage de manière à réduire le facteur de puissance de la génératrice qui est lié au coût du convertisseur. De plus la réduction de la largeur de la zone B permet de fonctionner à des vitesses de rotation de la turbine plus basses lors des forts courants de marées, ce qui permet d'éviter des phénomènes de cavitation sur les pales et de minimiser les contraintes mécaniques.

## IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé une méthodologie de conception d'une génératrice électrique synchrone à aimants permanents à entraînement direct associée avec une hélice à pas fixe. La stratégie de pilotage utilisée repose sur la limitation de puissance lors des forts courants sans recours à un mécanisme d'orientation des pales. Cette stratégie est basée uniquement sur la commande de l'ensemble convertisseur/génératrice. La démarche mise au point prend en compte les exigences

liées aux principaux éléments de la chaîne de conversion, à savoir : la ressource, l'hélice, la génératrice, la stratégie de pilotage et les contraintes liées au convertisseur. Elle permet ainsi de définir une caractéristique couple/vitesse que l'ensemble convertisseur/machine devra être capable de suivre durant un cycle de courants de marées. Une génératrice est ainsi dimensionnée et optimisée à partir de cette caractéristique couple/vitesse spécifiée. Les résultats obtenus, sur un cas réaliste, montrent qu'il est possible de dimensionner une génératrice capable de développer le couple requis sur tout le cycle. Par conséquent, la limitation de puissance lors des forts courants peut a priori se faire via la commande de la génératrice sans recours à un mécanisme d'orientation des pales. Ceci peut permettre une réduction significative des besoins en maintenance des turbines hydroliennes. Cependant, la méthode proposée devra être améliorée dans des travaux futurs. Ces améliorations peuvent être mises en œuvre en tenant compte des pertes mécaniques qui peuvent être significatives aux vitesses de fonctionnements limites de l'ensemble turbine/génératrice. Elles peuvent également concerner la prise en compte de limites mécaniques (tenue mécanique de la turbine) et hydrodynamiques (cavitation sur les pales de la turbine).

Dans la deuxième partie de ce chapitre les performances de la génératrice sur un cycle de fonctionnement sont analysées et les résultats sont présentés. Ceci permet de voir l'évolution des performances de la génératrice en fonction de la vitesse de fonctionnement. Cette observation des performances de la génératrice en fonction de la vitesse a notamment mis en évidence des pertes fer faibles (inférieures à 10% des pertes totales) sur l'ensemble des points de fonctionnement de la génératrice. Ce résultat démontre alors la pertinence de l'utilisation d'une stratégie de contrôle à pertes Joule minimales pour réduire les pertes totales sur le cycle de fonctionnement.

Dans la dernière partie de ce chapitre, l'influence de la caractéristique de  $C_p$  de la turbine sur le coût et la masse des parties actives de la génératrice a été étudiée. Cette étude a permis de mettre en lumière les conséquences du choix ou de la conception de la turbine sur les performances de la génératrice. Ainsi, une caractéristique de  $C_p$  d'une turbine avec un TSR optimal élevé est favorable à la réduction du coût et de la masse de la génératrice tandis qu'un TSR maximal réduit est favorable à l'amélioration du facteur de puissance de la génératrice et donc à la réduction du coût du convertisseur.

## **Chapitre 5**

# **V. Mise en œuvre d'un prototype expérimental**

### **V.1. Introduction**

Certains des modèles proposés dans ce mémoire sont spécifiques. Il s'agit en particulier de modèles électromagnétiques qui permettent le calcul des performances de machines de grand diamètre avec de grands entrefers. Nous avons donc voulu mettre en œuvre une validation expérimentale de ces modèles.

Dans ce chapitre, un pré dimensionnement d'une maquette démonstrative est proposé. Les dimensions de ce prototype expérimental sont inspirées d'une génératrice à flux axial à double stator de très grand diamètre. Les effets magnétiques 2D et 3D rencontrés dans ces machines sont reproduits sur ce dispositif à échelle réduite. Le but est de valider par une étape expérimentale les modèles spécifiques mis au point pour des machines à très grand diamètre.

Les objectifs et le contexte de réalisation de ce prototype sont décrits. De plus, la méthode de dimensionnement qui permet d'obtenir des effets de fuites électromagnétiques comparables à ceux des machines de grand diamètre étudiées au chapitre III est présentée. Le pré dimensionnement est validé par des calculs analytiques 2D et 3D. L'environnement de la maquette est également succinctement décrit. Finalement, les premiers éléments de fabrication du prototype qui est en cours de réalisation par une entreprise partenaire, la société ECA-EN, sont présentés.

## V.2. Ebauche de dimensionnement d'un démonstrateur de machine à flux axial en SMC

### V.2.1. Objectifs et contexte de réalisation du démonstrateur

Afin de mieux valider et cerner les limites des modèles qui ont été élaborés, il semble nécessaire de mettre en œuvre une réalisation expérimentale d'une machine à flux axial à double stator. Cette étape permettra de valider les modèles électromagnétiques de machines possédant des entrefers élevés et des effets de fuites 2D et 3D importants, les dimensions et l'instrumentation de ce démonstrateur doivent permettre de se placer, à échelle réduite, dans des conditions proches au niveau des fuites magnétiques des machines dimensionnées pour des applications de grande puissance. L'IRENav dispose d'un lot d'éprouvettes de matériaux magnétiques composites doux (SMC) de type ATOMET EM1 fabriqué par la société « Québec Metal Powder ». Ces matériaux rendent la conception d'une machine à flux 3D plus aisément réalisable que l'usage de tôles magnétiques, à condition de rester dans des dimensions compatibles avec les contraintes de pressage du matériau. Les éprouvettes de matériau, dont dispose l'IRENav, sont cylindriques (voir figure V.1). Leurs dimensions sont données dans le tableau V.1. Les principales caractéristiques de ce matériau sont rappelées dans la référence [Gel01]. L'utilisation de ces éprouvettes pour réaliser les stators du démonstrateur permet de construire un démonstrateur de taille et de puissance compatible avec un environnement de laboratoire. Ceci permet de qualifier d'une part les modèles électromagnétiques et d'autre part à notre société partenaire en charge de la réalisation, ECA-EN, de valider la possibilité d'utilisation de nouveaux matériaux magnétiques doux (SMC) dans d'autres contextes applicatifs.

Tableau V.1. dimensions des éprouvettes SMC dont dispose l'IRENav.

Diamètre de l'éprouvette	$D_{ep}$	mm	125
Hauteur de l'éprouvette	$h_{ep}$	mm	38



Figure. V.1. vue sur l'une des éprouvettes SMC dont dispose l'IRENav (la règle située sur la vue est graduée en cm)

## V.2.2. Méthodologie de dimensionnement

Le niveau de fuites 2D et 3D d'une machine à grand entrefer, peut être directement corrélé avec deux rapports de formes. Le rapport entre l'entrefer et la largeur de pôle est représentatif des fuites inter-polaires. Le rapport entre l'entrefer et la longueur active de la machine (longueur dans la direction des conducteurs actifs qui est égal à l'épaisseur radiale dans le cas d'une machine à flux axial) est lui représentatif des fuites tridimensionnelles aux extrémités des aimants [Dro03] [Dro04].

Afin d'avoir un comportement en termes de fuites magnétiques, le plus proche des machines étudiées, il est nécessaire de conserver ces deux rapports identiques avec ceux rencontrés dans les grandes machines, au niveau du dimensionnement du démonstrateur. On souhaitera ici reproduire le comportement électromagnétique de la machine de grande puissance présentée dans [Dje03]. La réalisation des stators dans les éprouvettes de SMC va imposer des contraintes sur le diamètre externe des circuits magnétiques de la machine (limité au diamètre de l'éprouvette) et sur l'épaisseur axiale de chacun des stators (limitée par la hauteur des éprouvettes). L'intégration de ces contraintes et le respect des rapports d'entrefer, conduit à un jeu de dimensions qui est donné au niveau du tableau V.2. Il est à noter que ce jeu de dimensions peut être légèrement modifié en fonction de contraintes de réalisation (coefficient de remplissage ou autres). Les valeurs choisies pour la charge linéique et la densité de courant devraient permettre une marge de manœuvre assez importante au niveau thermique. Le bobinage des stators est concentrique à 1/2 encoche par pôle et par phase ( $S_{pp}=1/2$ ). Les calculs sont donnés pour un bobinage diamétral théorique à 1 encoche/pôle/phase. Pour adapter les calculs présentés à un bobinage concentrique à 1/2 encoche par pôle et par phase, il faudrait multiplier les valeurs obtenues sur les couples et les premiers harmoniques des forces électromotrices par le coefficient de bobinage correspondant (0,867 pour ce bobinage à  $S_{pp} = 1/2$ ).

**Tableau V.2.** dimensions du démonstrateur proposé.

Dimensions et caractéristiques principales du démonstrateur	
Rayon extérieur d'un stator	61,2 mm
Rayon intérieur d'un stator	41,2 mm
Magnétisation des aimants	1,2 T
Hauteur d'aimant	6 mm
Entrefer	4,7 mm
Charge linéique	18 kA/m
Densité de courant	3 A/mm <sup>2</sup>
Coefficient de remplissage	0,6
Ouverture relative des aimants	0,66
Épaisseur de culasse	6mm
Hauteur d'encoche	16,6 mm
Ouverture de dent	40%
Nombre d'encoche/stator	12
Nombre de paires de pôles	4

Avec le jeu de dimensions calculé, les rapports de forme avec la machine dimensionnée dans [Dje03] sont maintenus comme le montre le tableau V.3.

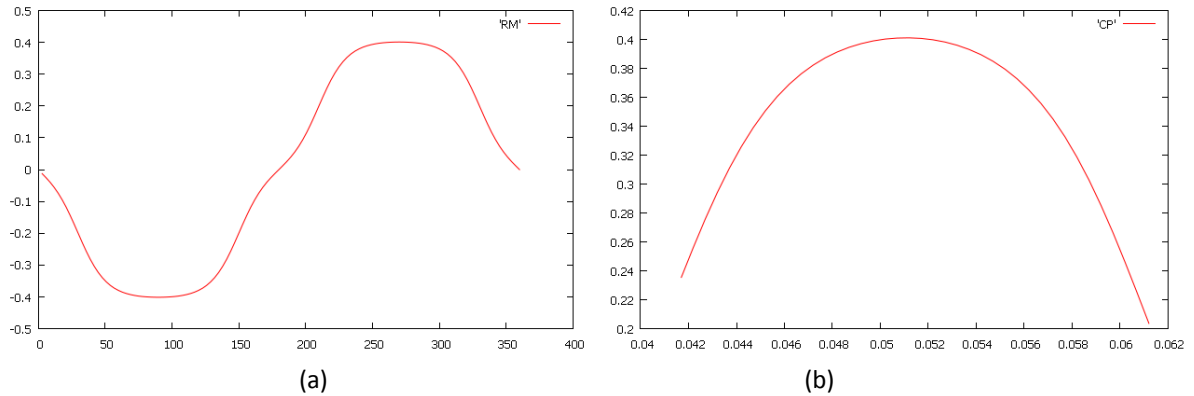
**Tableau V.3.** rapports adimensionnels caractéristiques des fuites magnétiques

	machine de référence [Dje03]	Pré dimensionnement du démonstrateur
Rapport entrefer /largeur de pôle	0,115	0,116
Rapport entrefer / $\Delta R$	0,239	0,235

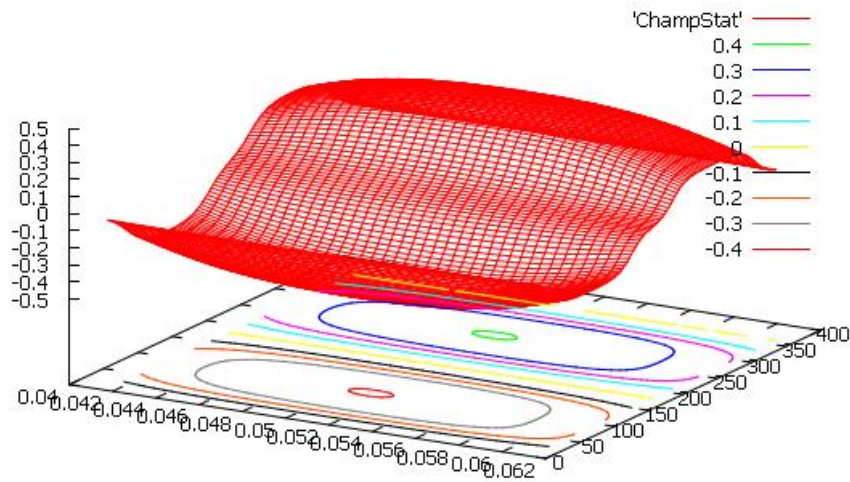
### **V.2.3. Estimation des performances et des phénomènes de fuites.**

Afin d'estimer les performances et les effets de fuites, un calcul 3D de l'induction à vide est réalisé. Ce calcul utilise une méthode semi-analytique basée sur la représentation des aimants par des masses magnétiques et la représentation des culasses par des plans équipotentiels scalaires. Cette méthode a été développée lors de travaux antérieurs du laboratoire et est décrite dans la référence [Fad01]. Elle permet de relativement bien qualifier les effets 3D bien qu'elle ne prenne pas complètement en compte la géométrie complexe de la machine. En effet, les culasses sont modélisées comme des plans infinis alors qu'en réalité, elles sont limitées en termes de rayon. La perméabilité de ces culasses est également considérée comme infinie alors que dans la réalité elle a une perméabilité finie. Le calcul permet d'évaluer le champ dans l'entrefer ce qui permet le calcul des forces électromotrices et des couples.

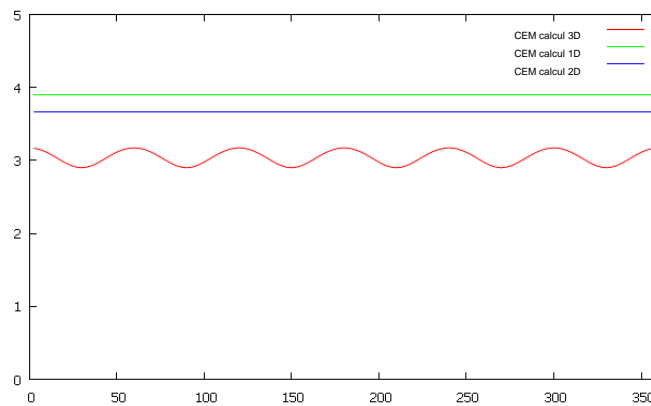
Les calculs issus de cette méthode « 3D » sont comparées avec des calculs par une méthode « 2D » [Dje03], et par la méthode « 1D » (calcul de 1<sup>er</sup> ordre sans fuites). Ceci permet de qualifier le niveau de fuites inter-polaires de la maquette (par comparaison entre les calculs « 2D » et « 1D ») et le niveau de fuites dans la troisième dimension (par comparaison entre les calculs « 3D » et « 2D »). Les mêmes calculs sont alors effectués, à des fins de comparaison, pour les dimensions calculées pour la machine de grande puissance donnée dans [Dje03]. Les Figures V.2.a, V.2.b et V.3 donnent les formes d'ondes de l'induction à vide calculée sur la surface statorique pour les dimensions proposées pour le démonstrateur. On constate nettement au niveau des figures V.2a et V.3 les effets liés aux fuites inter-polaires. On constate également la présence d'effets de fuites en extrémités importants en examinant les figures V.2b et V.3. La figure V.4 présente les calculs de couples obtenus par les 3 méthodes. On constate des écarts significatifs sur les calculs suivant les méthodes. Ces écarts sont quantifiés dans la première colonne du tableau V.4.



**Figure. V.2.** (a) induction (T) créée par les aimants au rayon moyen vs position angulaire (°élec), (b) induction créée par les aimants au centre du pôle en fonction du rayon, le calcul est effectué à vide au niveau de la surface statorique pour les dimensions du démonstrateur.



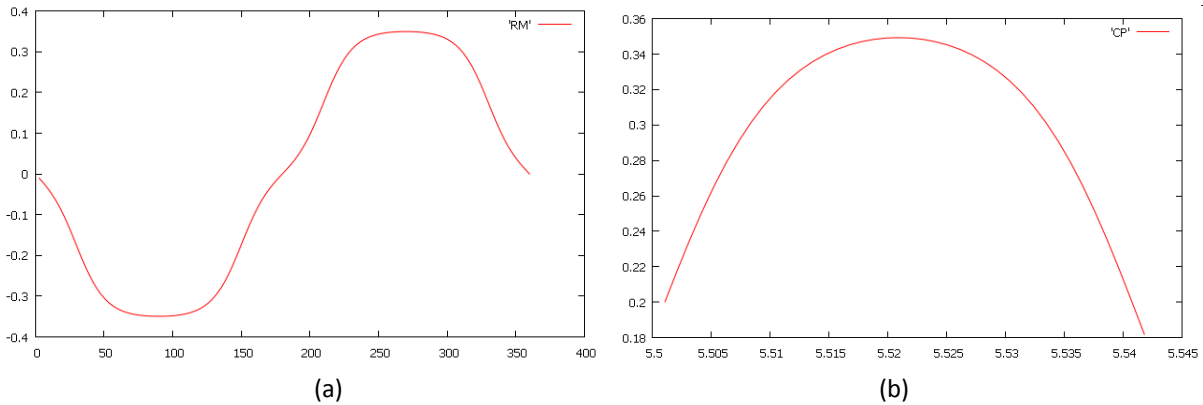
**Figure. V.3.** cartographie de l'induction créée par les aimants au niveau de la surface statorique à vide (T) en face d'une paire de pôles (calcul effectué pour les dimensions proposées pour le démonstrateur avec une méthode analytique 3D [Fad01]). L'axe des x représente le rayon (m) et celui des y l'angle électrique (°) et l'axe des z l'induction (T)



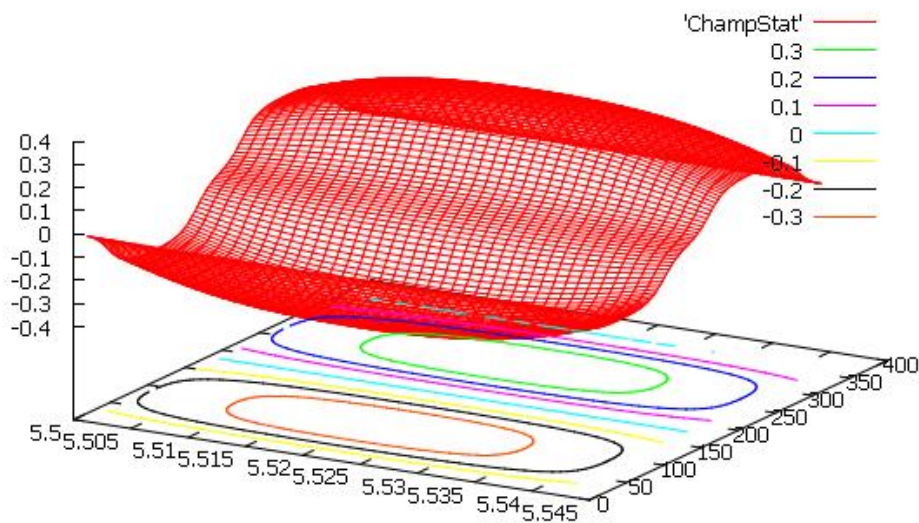
**Figure. V.4.** : calcul des couples électromagnétiques (N.m) en fonction de l'angle électrique (°) pour les dimensions du démonstrateur (en vert : couple moyen obtenu par la méthode « 1D », en bleu : couple moyen obtenu par la méthode « 2D », en rouge : couple obtenu par la méthode « 3D »)



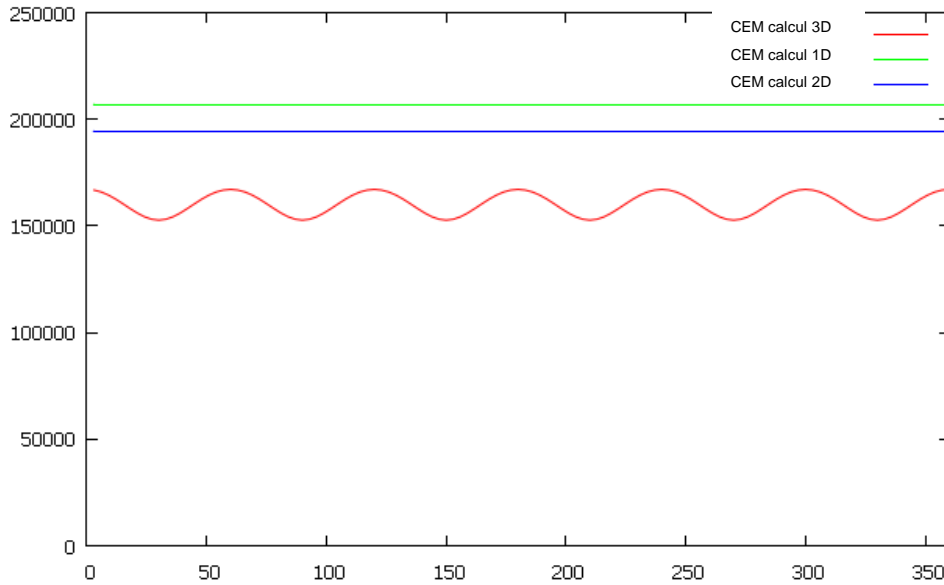
Des calculs similaires sont effectués pour le jeu de dimensions de la machine de grande puissance donnée dans [Dje03]. Les résultats sont donnés aux figures V.5 et V.6 et V.7.



**Figure. V.5.** (a) induction (T) créée par les aimants au rayon moyen vs position angulaire (° élec), (b) induction (T) créée par les aimants au centre du pôle en fonction du rayon (m), le calcul est effectué à vide au niveau de la surface statorique pour les dimensions de la génératrice de grande puissance donnée dans [Dje03].



**Figure. V.6.** cartographie de l'induction créée par les aimants au niveau de la surface statorique à vide (T) en face d'une paire de pôles (calcul effectué pour les dimensions de la génératrice de grande puissance [Dje03]). L'axe des x représente le rayon (m) et celui des y l'angle électrique (°) et l'axe des z l'induction (T)



**Figure. V.7.** calcul des couples électromagnétiques (N.m) en fonction de l'angle électrique (°) pour les dimensions de la machine de grande puissance (en vert : couple moyen obtenu par la méthode « 1D », en bleu : couple moyen obtenu par la méthode « 2D », en rouge : couple obtenu par la méthode « 3D »)

On constate que les phénomènes 3D et les fuites inter-polaires sont comparables pour les deux machines au niveau qualitatif (les formes des deux cartographies de l'induction sont semblables). On constate cependant que la courbe de la figure 5.b est un peu plus symétrique que celle de la figure 2b. Ceci est lié à des effets de courbure plus importants relatifs à un plus faible diamètre.

Le tableau V.4 présente les écarts entre les modèles pour les deux jeux de dimensions. Les valeurs obtenues montrent que les phénomènes de fuites (2D et 3D) sont proches au niveau quantitatif (en valeur relative) pour les 2 machines (prototype et machine de grande puissance de référence).

**Tableau V.4.** écarts entre les modèles par rapport au calcul du couple électromagnétique moyen.

Ecart sur le couple EM moyen		
	Démonstrateur	Machine de grande puissance [Dje03]
Ecart 2D/3D (fuites 3D)	16,9%	17%
Ecart 2D/1D (fuites inter-polaires)	6,1%	6,2%

Cette étude par calcul du champ analytique montre que le jeu de dimensions proposé pour le démonstrateur semble représentatif des phénomènes étudiés et devrait permettre une qualification précise des modèles électromagnétiques développés.

A partir de ces dimensions de base, la topologie de la maquette permet de disposer d'une plage de variation au niveau des 2 entrefers. Le réglage de ces 2 entrefers permettra d'étudier plusieurs configurations en termes de fuites et de saturation. Cela permet-

tra également de tester des situations mécaniques déséquilibrées (inégalités de valeurs entre les 2 entrefers).

#### **V.2.4. Éléments sur l'environnement de la maquette et l'instrumentation**

La maquette est prévue pour être testée et utilisée en laboratoire. Elle sera disposée sur un banc d'essai dédié qui comprendra une autre machine électrique de puissance et de vitesse nominale comparable accouplée à la maquette qui pourra servir soit de charge mécanique (mode moteur), soit de machine d'entraînement (mode générateur et essais à vide pour les tests élémentaires). Cette machine est une machine à courant continu qui présente l'avantage d'être très aisément contrôlable par le biais des tensions et courants aux bornes. Un couple mètre sera disposé entre ces deux machines de manière à pouvoir mesurer le couple fourni. Un codeur de position sera également disposé sur l'arbre, ce qui permettra la mesure et le contrôle (pilotage) de la vitesse de la maquette.

Concernant son alimentation, la maquette est compatible avec un onduleur piloté en modulation de largeur d'impulsions que nous possédons au laboratoire. L'IRENav possède en effet un onduleur polyphasé piloté par un système DSPACE dont 3 bras seront utilisés à cet effet. L'achat d'un onduleur triphasé dédié associé à un système de DSP programmable peut également être envisagé dans un second temps.

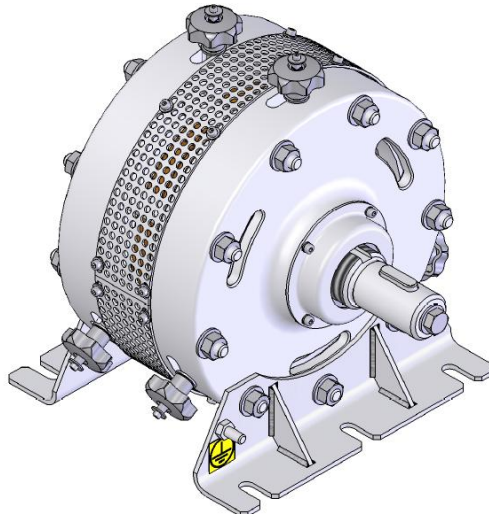
Des mesures locales du champ seront effectuées avec un gaussmètre et les mesures électriques avec les instruments classiques de laboratoire. La maquette sera également équipée de sondes thermiques (au niveau des encoches et en différents points des culasses) qui permettront de qualifier grossièrement la cartographie de la température au sein de la structure.

#### **V.2.5. Réalisation du prototype**

Les premiers éléments du prototype réalisé sont illustrés dans cette partie par des figures décrivant les différents éléments le constituant. Ce prototype a été réalisé par l'entreprise ECA-EN qui est spécialisée dans la réalisation de solutions électromagnétiques spécifiques.

La figure V.8 montre une vue globale extérieure du prototype. Les molettes sur le haut et le bas de la carcasse servent à régler l'épaisseur des 2 entrefers et le positionnement des deux stators l'un vis-à-vis de l'autre. La figure V.9 montre les deux stators usinés dans les éprouvettes de SMC. Selon notre partenaire industriel, aucun problème mécanique n'est apparu lors de l'étape d'usinage du matériau composite en SMC utilisé. Le bobinage concentrique du stator est illustré sur la figure V.10. Enfin, la figure V.11 montre

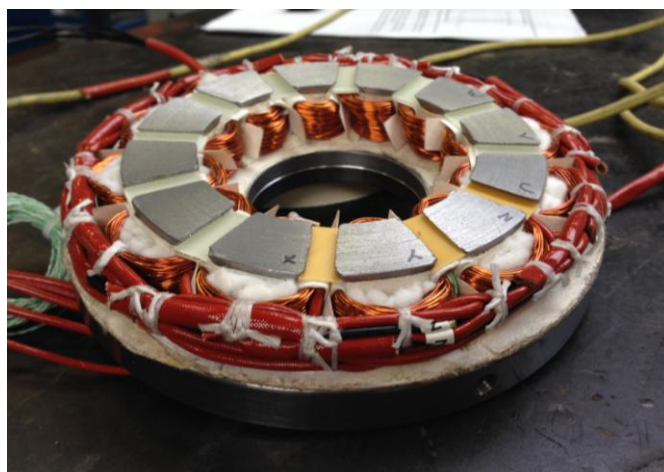
une vue des deux stators bobinés et des éléments constitutifs de la carcasse du prototype. Le rotor de la machine est au moment de l'écriture de ce mémoire en cours de réalisation.



**Figure. V.8.** vue globale sur la carcasse du prototype (source ECA-EN).



**Figure. V.9.** usinage des deux stators (source ECA-EN).



**Figure. V.10.** bobinage du stator (Source ECA-EN).



**Figure. V.11.** vue globale sur les stators et les éléments constituant la carcasse (source ECA-EN).

### **V.3. Conclusion**

Dans ce chapitre, le pré dimensionnement et les premiers éléments de la réalisation d'un prototype de laboratoire sont présentés. Cette maquette a été dimensionnée pour que ses niveaux de fuites électromagnétiques soient semblables à ceux des machines de grande puissance étudiées au cours de cette thèse. L'objectif de cette réalisation est de valider les modèles présentés et utilisés. Au moment de l'écriture de ce mémoire, ce prototype est en cours de réalisation par l'entreprise ECA-EN.

En perspective d'autres travaux expérimentaux, ce prototype est doté d'un entrefer réglable et variable et de deux stators pouvant se positionner en dissymétrie l'un vis-à-vis de l'autre. Il est également constitué d'un matériau composite en SMC. Ces particularités pourront sans doute permettre des travaux sur des éléments qui n'ont pas été explorés dans ce mémoire. Il est par exemple concevable d'étudier des configurations en présence de défauts, où les deux stators sont dissymétriques, ou bien en présence d'entrefers différents de part et d'autre du rotor.

## Conclusion générale

Le travail qui a été présenté dans ce mémoire concerne la modélisation et les méthodes de conception de génératrices spécifiques au contexte hydrolien. Nous nous sommes placés dans le cas où une génératrice synchrone à aimants permanents était associée en entraînement direct à une turbine de grande puissance à pas fixe. Il est postulé que cette solution permet de réduire très fortement les contraintes de maintenance qui sont parmi les éléments clés qui conditionnent le développement des hydroliennes. Cependant, l'adoption de cette solution conduit à prendre en compte des contraintes et des options spécifiques au niveau du dimensionnement de la génératrice.

Vu le diamètre réduit des hélices marines (en comparaison aux turbines éoliennes), il est par exemple, envisageable de placer la génératrice sur la périphérie de la turbine hydrolienne. Cependant, une telle disposition impose un diamètre de la génératrice du même ordre de grandeur que la turbine. Cette particularité se traduit par un entrefer grand et une longueur active réduite, causant des niveaux de fuites de flux important entre les pôles et aux extrémités des aimants (dans la direction de la longueur active de la machine). Cette spécificité nous a amené à mettre au point un modèle analytique électromagnétique basé sur la résolution par la méthode de séparation des variables des équations de Maxwell. Ces équations ont été formulées pour un problème magnétostatique bidimensionnel. Bien que ce modèle prenne en compte les fuites de flux interpolaires avec une bonne précision, il s'est avéré insuffisant pour calculer les génératrices avec une précision raisonnable. En effet, des calculs par éléments finis 3D ont montré une valeur de la force électromotrice pouvant être inférieure d'environ 20% par rapport à la valeur calculée par un modèle 2D. Cet écart important est dû aux fuites de flux aux extrémités des aimants. Ce phénomène est particulièrement accentué sur les génératrices à très grand diamètre disposées en Rim-Driven. Ceci nous a conduits à enrichir le modèle analytique proposé par l'introduction d'un facteur de correction des effets 3D.

Par la suite, ce modèle électromagnétique est couplé à un modèle thermique par réseaux de résistances thermiques permettant le calcul de la température maximale dans les encoches. La génératrice fonctionnant sous l'eau, la possibilité d'immerger l'entrefer a été étudiée d'un point de vue thermique. L'étude a montré que la thermique de la gé-

nératrice pour les hydroliennes de grande puissance est très peu sensible à l'immersion de l'entrefer bien que la répartition des flux thermiques soit modifiée. Il a été observé dans tous les cas étudiés, des machines bien refroidies avec des températures dans l'encoche de l'ordre de 50°C. Cependant pour accroître la robustesse de ce modèle, il est possible de l'améliorer en prenant, par exemple, en compte les échanges thermiques 3D en particulier au niveau des têtes de bobines.

A partir de ces modèles, un problème d'optimisation visant à minimiser le coût des parties actives sous contraintes a été mis en œuvre. La procédure d'optimisation proposée, a été formulée avec un nombre de variables réduit qui sont représentatives de la physique des génératrices. Cette formalisation a été possible grâce à l'inversion partielle du modèle électromagnétique analytique proposé.

A partir des résultats de dimensionnement obtenus, des calculs par éléments finis 3D ont été conduits pour validation des modèles. Ces vérifications ont permis de montrer une bonne précision des modèles proposés malgré les niveaux de fuites élevés caractérisant les génératrices dimensionnées pour les hydroliennes de type « Rim-Driven ».

Les outils de conception mis au point ont ensuite été exploités pour permettre le calcul respectivement : de génératrices à flux axial à double stator, des génératrices à flux axial à simple stator et des génératrices à flux radial pour des associations machine/hélice de type « Rim-Driven » et « POD ». Différents dimensionnements correspondant à ces différentes configurations ont été effectués en utilisant la méthode d'optimisation pour un même point de fonctionnement, qui correspond à une hydrolienne de grande puissance. Les résultats obtenus par ces calculs permettent de dégager les tendances suivantes :

- Lorsque les génératrices sont intégrées en « Rim-Driven » ce qui conduit à des longueurs actives faibles, la génératrice à flux axial à simple stator et la génératrice à flux radial ont un coût et une masse des parties actives pratiquement identiques. La génératrice à flux axial à double stator présente elle un coût et une masse des parties actives inférieurs d'environ 20% par rapport aux deux autres solutions.
- Lorsque le diamètre extérieur est plus contraint (cas de l'intégration en nacelle) la longueur active requise devient plus importante. Dans ce cas les génératrices à flux radial sont moins coûteuses et moins massives en parties actives que les génératrices à flux axial. Ceci s'explique par la baisse du rayon moyen des machines à flux axial lorsque la longueur active est augmentée (ce qui conduit à une diminution du rayon magnétique interne de la génératrice). Il est à noter que dans tous les cas de figures, les génératrices à flux axial à double stator sont plus compactes que les génératrices à flux axial à simple stator car elles présentent une surface d'entrefer doublée.

- La comparaison entre les solutions de génératrices Rim-Driven et POD a montré qu'une solution associant la génératrice en POD peut être moins coûteuse en parties actives (20% de moins) qu'une solution Rim-Driven si le diamètre du POD n'est pas trop contraint. Toutefois, les solutions en Rim-Driven sont plus favorables en termes de masse des parties actives que les solutions de type POD (réduction de 20% de la masse). Cependant, on peut s'attendre à une utilisation plus importante des matériaux structurels pour les solutions à très grand diamètre (Rim-Driven) afin d'assurer une bonne tenue mécanique de la structure.
- Une étude de l'influence de la contrainte sur le diamètre extérieur de la génératrice, conduite pour des génératrices à flux radial, fait apparaître l'existence d'un minimum pour le coût des parties actives et un autre pour la masse. Le minimum pour le coût se situe à environ 45% du diamètre de la turbine, tandis que le minimum pour la masse se situe à environ 70% du diamètre de la turbine, pour le cahier des charges étudié. On peut s'attendre à ce que les valeurs de ces minimums varient en fonction des puissances mises en jeu et du diamètre de la turbine considérée. L'existence de ces minimums est due à deux tendances contradictoires qui apparaissent lorsque le diamètre est augmenté. Selon les lois de similitudes, le couple de la génératrice sous hypothèses 2D est une fonction qui dépend du carré du diamètre, ce qui implique une réduction du volume des parties actives avec l'élévation du diamètre de la génératrice. Néanmoins, cette tendance est contrebalancée par les phénomènes 3D qui tendent à augmenter le volume des parties actives avec l'augmentation du diamètre. Ceci est dû au fait que les fuites de flux 3D et le volume relatif des têtes de bobines augmentent avec le diamètre.
- L'analyse de l'influence de la contrainte qui fixe un rendement minimal sur le coût et la masse des parties actives des génératrices montre qu'augmenter la contrainte sur le rendement à des valeurs très proches du rendement maximal atteignable conduit à une augmentation significative des coûts et des masses. La répartition des pertes montre que les pertes fer sont très faibles devant les pertes Joule et tendent à s'équilibrer lorsque la génératrice dimensionnée pour avoir un rendement maximal.

Par la suite, une méthode de conception globale qui prend en compte la caractéristique de la ressource, la loi de  $C_p$  de la turbine et les modes de fonctionnement de la génératrice et les contraintes du convertisseur a été proposée. La génératrice est conçue de manière à pouvoir assurer l'écrêtage de puissance à forts courants avec une turbine à pas fixe. Cette stratégie est basée sur un mode de pilotage qui permet d'assurer l'écrêtage de la puissance en faisant fonctionner la génératrice en survitesse.

La génératrice est de ce fait dimensionnée de manière optimale pour pouvoir fonctionner sur l'ensemble des points du cycle lié à la ressource, à la turbine et à la stratégie



de pilotage en tenant compte des contraintes liées au convertisseur (courant et tension maximaux, facteur de puissance minimal).

Lorsque le niveau des contraintes sur le facteur de puissance est modifié il est observé que le coût des parties actives augmente avec l'amélioration du facteur de puissance de la génératrice. Des études complémentaires pourraient donc être menées sur le compromis à effectuer entre le dimensionnement couplé de la génératrice et du convertisseur.

Dans la continuité de cette réflexion sur l'influence des éléments accouplés à la génératrice, l'analyse de la loi de  $C_p$  de la turbine a montré qu'il est possible d'agir sur l'allure de la caractéristique de  $C_p$  pour réduire le coût de la génératrice et améliorer son facteur de puissance. Toutefois, l'exploration de cette piste reste à compléter par des expertises en conception de turbines qui dépassent le cadre de notre étude. Ces études complémentaires pourraient permettre d'identifier les limites et l'influence de l'allure de cette caractéristique de  $C_p$  sur la turbine elle même.

Au niveau des perspectives concernant la suite de ce travail, nous envisageons d'explorer les pistes suivantes :

- Premièrement, on peut penser à l'amélioration des modèles par la prise en compte de phénomènes supplémentaires :
  - Au niveau des modèles électromagnétiques, la prise en compte du couple de détente et un calcul plus fin de l'inductance d'entrefer et des effets 3D peuvent être des pistes intéressantes. On peut également penser à améliorer les modèles de calcul des pertes par la prise en compte des pertes dans les aimants ou par un calcul plus fin des pertes fer.
  - Le modèle thermique présenté peut aussi faire l'objet d'autres développements qui permettraient d'intégrer des effets 3D, la prise en compte de la thermique dans les aimants, la prise en compte de la variation des paramètres électriques et des propriétés des matériaux par rapport à la température et l'intégration des phénomènes transitoires peuvent être des pistes d'amélioration pertinentes.
  - Les pertes mécaniques peuvent être également prises en compte en fonction du mode d'accouplement de la turbine à la génératrice, ce qui permettra une définition plus précise des contraintes de fonctionnement sur cycle.
- En deuxième lieu, il serait pertinent d'approfondir la démarche de conception en prenant en compte des modèles de coût du convertisseur et de la turbine. L'introduction de ces modèles de coûts additionnels dans un processus d'optimisation sur cycle permettra de minimiser le coût du kilowattheure produit.

- En troisième lieu, des étapes expérimentales pourraient être mises en œuvre. La première consiste à valider le modèle électromagnétique proposé par l'exploitation du prototype expérimental présenté au chapitre V. La deuxième étape consiste à tester sur une turbine de laboratoire, le concept de pilotage en survitesse. Ceci permettrait de dégager des tendances tant d'un point de vue électrotechnique que mécanique et hydrodynamique.

# Annexe I

## Démonstration de l'expression du couple moyen de la génératrice à flux axial à double stator

- **Expression générale du couple électromagnétique**

Le couple d'une machine synchrone peut être exprimé comme étant la somme sur les  $m$  phases du produit instantané entre les forces électromotrices et les courants traversant chaque phase. Le couple électromagnétique peut s'écrire comme donné dans la relation (1).

$$T_{EM} = \sum_{i=0}^{m-1} \frac{E_i(t)i_i(t)}{\Omega} \quad (1)$$

Où  $m$  est le nombre de phases de la machine,  $\Omega$  la vitesse de rotation du rotor,  $E_i$  la force électromotrice de la phase  $i$  et  $i_i$  le courant parcourant la phase  $i$ .

On suppose que la machine est associée à un convertisseur à MLI et que la forme d'onde du courant est parfaitement maîtrisée et contrôlée par le biais du convertisseur et de sa commande. On considère une alimentation en courants sinusoïdaux de la machine en régime permanent. Les courants des phases peuvent alors s'écrire en fonction de la position comme suit (relation 2) :

$$I_i(\alpha) = \hat{I} \cos \left[ \frac{\alpha - i \frac{2\pi}{m}}{p} - \psi \right] \quad (2)$$

$\alpha$  est la position du rotor dans le repère statorique,  $\psi$  est le déphasage angulaire entre les forces électromotrices et les courants.  $\hat{I}$  est le courant crête dans la phase  $i$ .

La force électromotrice sur une phase  $i$  de la machine peut être exprimée sous forme d'une série de Fourier.

$$E_i(\alpha) = \sum_{k=0}^{\infty} E^k \cos \left[ k \frac{\alpha - i \frac{2\pi}{m}}{p} \right] \quad (3)$$

$E^k$  est l'amplitude de l'harmonique de rang  $k$  de la force électromotrice.

Pour une alimentation en courants sinusoïdaux, le couple moyen résulte de l'interaction entre le fondamental des forces électromotrices (FEM) et des courants (sinusoïdaux). Le fondamental de la FEM ( $k=1$ ) d'une phase peut s'écrire :

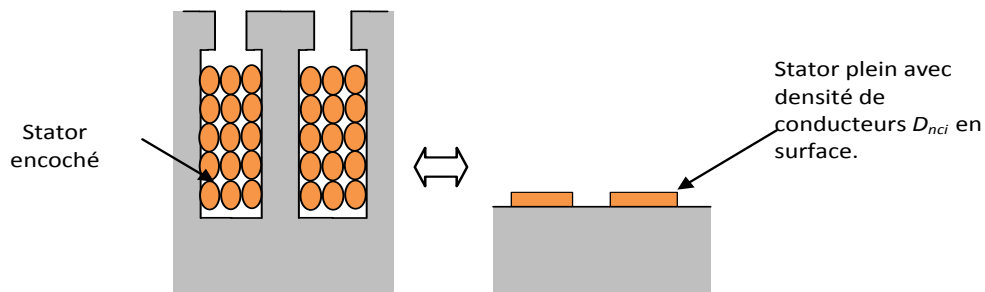
$$E_i^1(\alpha) = E^1 \cos \left[ \frac{\alpha - i \frac{2\pi}{m}}{p} \right] \quad (4)$$

En remplaçant les formules (4) et (2) dans (1) et en intégrant cette équation (relation 1) sur une période électrique on obtient le couple moyen qui est donné comme suit :

$$\langle T_{EM} \rangle = \frac{1}{2} m \frac{\hat{I} \cdot E^1}{\Omega} |\cos(\psi)| \quad (5)$$

- **Expression 1D du premier harmonique de la FEM d'une phase**

Nous allons maintenant exprimer la valeur du fondamental de la FEM en fonction des caractéristiques du bobinage de la machine. On travaillera, pour cela avec l'hypothèse d'une machine équivalente sans encoches. Ceci consiste à reporter les conducteurs des encoches sous la forme d'une densité de conducteurs en surface du stator [Scu01].



**Figure. 1.** représentation des conducteurs dans les encoches (bobinage) par une fonction de densité de conducteurs en surface.

On peut ainsi définir une fonction que l'on appelle densité de conducteurs pour chaque phase  $i$ . Cette fonction est notée  $D_{nc_i}$ . Sa valeur moyenne est nulle et les phases sont supposés équivalentes :

$$\int_0^{2\pi} D_{nc_i}(\theta_s) d\theta_s = ncd_{tot} \quad (6)$$

Avec  $ncd_{tot}$  le nombre de conducteurs total de la phase  $i$  dans l'ensemble des encoches disposés sur le pourtour d'un stator. La FEM d'une phase est alors :

$$E_i(\alpha) = \int_0^{2\pi} D_{nc_i}(\theta_s) e_c(\theta_s, \alpha) d\theta_s \quad (7)$$

$e_c(\theta_s, \alpha)$  est la force électromotrice induite sur un conducteur placé à la position  $\theta_s$ .

Cette force électromotrice induite sur un seul conducteur peut être calculée par l'expression du flux coupé par ce conducteur.

$$e_c(\theta_s, \alpha) = \int_0^{l_c} \vec{B}_g \wedge \vec{v} \cdot d\vec{l} \quad (8)$$

Avec  $l_c$  la longueur du conducteur et  $v$  sa vitesse. Si l'on suppose connue, la forme d'onde de l'induction  $B_g(r, \theta_r)$  dans l'entrefer, ramenée dans le repère rotorique, l'équation (8) s'écrit de la manière suivante dans le cas particulier d'une machine à flux axial :

$$e_c(\theta_s, \alpha) = \Omega \int_{R_i}^{R_e} B_g(r, \theta_s + \alpha) r dr \quad (9)$$

Où  $\Omega$  est la vitesse de rotation du rotor en (rad/s).

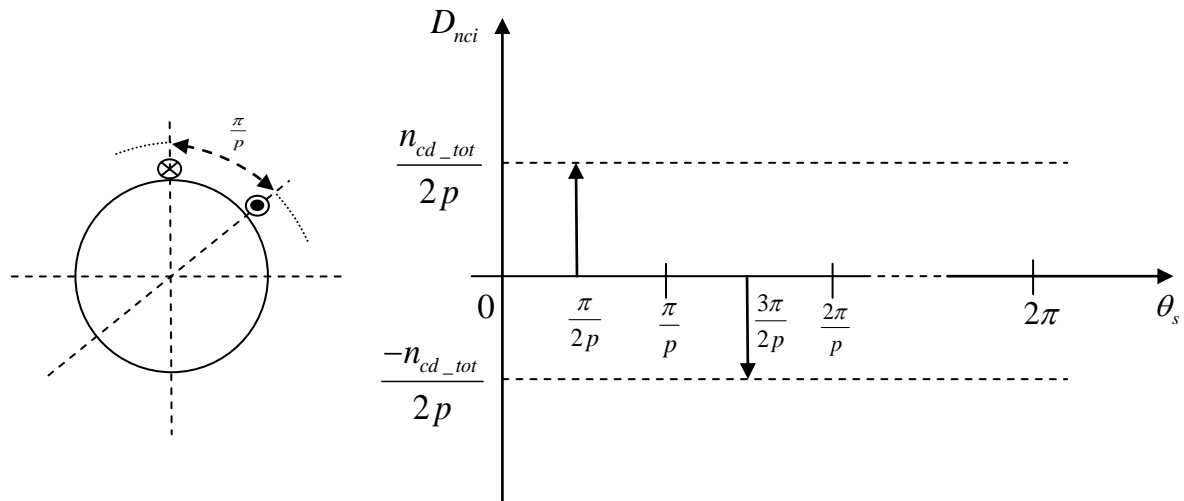
En remplaçant l'équation (9) dans (7), on obtient l'expression de la FEM d'une phase :

$$E_i(\alpha) = \Omega \int_0^{2\pi} \left( D_{nc_i}(\theta_s) \int_{R_i}^{R_e} B_g(r, \theta_s + \alpha) r dr \right) d\theta_s \quad (10)$$

Selon les hypothèses effectuées sur la structure 3D (AFPM) pour la ramener à une machine linéaire équivalente définie au rayon moyen,  $B_g$  est supposé constant suivant la direction radiale entre  $R_i$  et  $R_e$ . L'équation (10) peut alors se simplifier :

$$E_i(\alpha) = \Omega \cdot R_m \cdot \Delta R \int_0^{2\pi} D_{nc_i}(\theta_s) B_g(\theta_s + \alpha) d\theta_s \quad (11)$$

En supposant un bobinage diamétral parfait où les conducteurs seraient ramenés sur des encoches sans dimensions,  $D_{nci}$  se ramène à un ensemble de  $2p$  impulsions de Dirac d'amplitude  $ncd_{tot}/2p$  espacées de  $\pi/2p$  (figure 2).

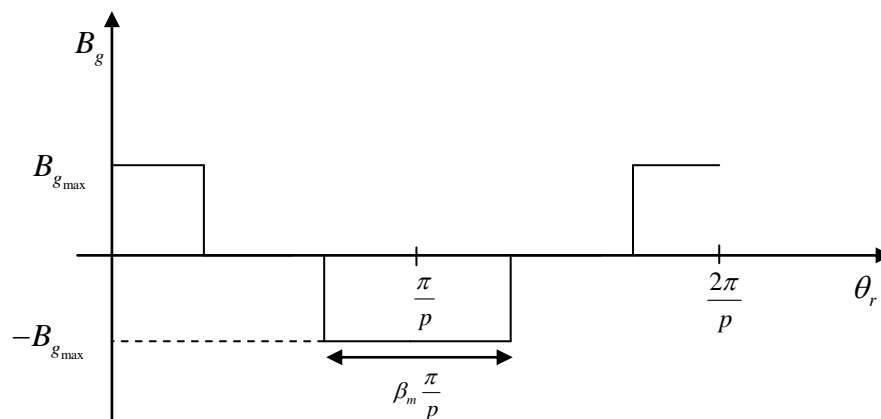


**Figure. 2.** représentation de la fonction de densité des conducteurs pour un bobinage parfait.

L'expression de la FEM d'une phase devient dans ce cas (2) :

$$E_i(\alpha) = ncd_{tot} \cdot \Omega \cdot R_m \cdot \Delta R \cdot B_g(\alpha) \quad (12)$$

La forme d'onde de  $B_g(\theta_r)$  qui est l'induction dans l'entrefer créée par les aimants rotorique au niveau de l'entrefer est exprimée dans le repère rotorique. Au premier ordre, nous supposons l'induction créée par les aimants dans l'entrefer orientée dans la direction axiale (on néglige les fuites de flux 2D et 3D). Cela signifie que l'induction le long de la culasse du stator a une forme « trois niveaux », elle vaut  $+B_{gmax}$  devant un aimant « nord »,  $-B_{gmax}$  devant un aimant « sud » et 0 entre les aimants (lacunes polaires) (figure 3).



**Figure. 3.** représentation de l'induction dans l'entrefer.

En décomposant ce signal trois niveaux en série de fourrier, on peut extraire l'amplitude du fondamental de ce signal et en déduire le premier harmonique de la FEM. En remplaçant l'expression de  $B_g(\alpha)$  dans l'équation (12), cette amplitude vaut:

$$E_i^1 = ncd_{tot} \cdot \Omega \cdot B_{g_{max}} \cdot R_m \cdot \Delta R \cdot \frac{4}{\pi} \sin\left(\beta_m \frac{\pi}{2}\right) \quad (13)$$

On peut également introduire un facteur de bobinage sur cet harmonique 1. Ce facteur de bobinage permet de prendre en compte le caractère non diamétral des bobinages et la largeur des ouvertures d'encoches. L'équation (13) devient alors:

$$E_i^1 = ncd_{tot} \cdot \Omega \cdot B_{g_{max}} \cdot R_m \cdot \Delta R \cdot \frac{4 \cdot k_{b1}}{\pi} \sin\left(\beta_m \frac{\pi}{2}\right) \quad (14)$$

### • Expression du couple électromagnétique de la machine à flux axial à double stator

En remplaçant (14) dans (5), on obtient le couple moyen d'une machine mono stator :

$$\langle T_{EM} \rangle = \frac{1}{2} m \cdot \hat{I} \cdot ncd_{tot} \cdot R_m \cdot \Delta R \cdot B_{g_{max}} \cdot \frac{4k_{b1}}{\pi} \sin\left(\beta_m \frac{\pi}{2}\right) \cdot |\cos(\psi)| \quad (15)$$

Comme la machine considérée dans cette étude est à double stator, alors le couple moyen devient :

$$\langle T_{EM} \rangle = m \cdot \hat{I} \cdot ncd_{tot} \cdot R_m \cdot \Delta R \cdot B_{g_{max}} \cdot \frac{4k_{b1}}{\pi} \sin\left(\beta_m \frac{\pi}{2}\right) \cdot |\cos(\psi)| \quad (16)$$

On peut alors définir une charge linéique de courant au rayon moyen sur un stator comme :

$$A_L = \frac{m \cdot ncd_{tot} \cdot \hat{I}}{2\sqrt{2}\pi R_m} \quad (17)$$

En remplaçant l'équation (17) dans l'équation (16) on en déduit le couple moyen d'une machine à flux axial à double stator en fonction de  $A_L$  et  $B_{g_{max}}$ . Cette expression est utilisée dans le chapitre II (équation II.1)

$$\langle T_{EM} \rangle = 8\sqrt{2} A_L k_{b1} B_{g_{max}} R_m^2 \cdot \Delta R \cdot \sin\left(\beta_m \frac{\pi}{2}\right) \cdot |\cos(\psi)| \quad (18)$$

## Annexe II

### Modèle électromagnétique 2D et démonstration de la formule 2D de calcul de la hauteur d'aimant

- **Description du modèle électromagnétique 2D**

Dans cette annexe, on propose de mettre au point un modèle de calcul électromagnétique basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell en magnétostatique, sous les hypothèses 2D. Ce modèle permettra de calculer les composantes du champ créé par les aimants dans l'entrefer (champ à vide). Étant donné, la part importante des fuites inter-polaires typiques des machines à aimants permanents à grand entrefer magnétique, ce modèle apparaît comme beaucoup plus précis qu'un modèle « 1D » basé sur l'hypothèse de conservation du flux. Au niveau des calculs présentés, les bobinages de la machine ne sont donc pas alimentés et les courants de Foucault sont négligés (magnétostatique).

Les équations de Maxwell en magnétostatique sans courants et s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{0} \\ \overrightarrow{Div} \vec{B} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

On adoptant une formulation du problème de la magnétostatique en potentiel vecteur magnétique, on pose :

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad (2)$$

En remplaçant (2) dans (1) et en considérant un milieu homogène avec une perméabilité constante, l'équation de la magnétostatique devient :

$$\overrightarrow{rot} \frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} = \vec{0} \quad (3)$$



Sous hypothèses 2D dans un repère  $(o, x, y)$ , on va considérer que le potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  est perpendiculaire au plan de représentation de la machine en 2D. Par conséquent, seule la composante selon l'ordonnée  $z$  est non nulle. L'expression du vecteur  $\vec{A}$  s'écrit alors dans le repère  $(o, x, y)$  comme suit :

$$\vec{A} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ A_z \end{pmatrix} \quad (4)$$

En remplaçant (4) dans (3) et en développant, l'expression (3) devient :

$$\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot}(\overrightarrow{rot} \vec{A}) = \frac{1}{\mu} \overrightarrow{\nabla} \times \overrightarrow{\nabla} \times \vec{A} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial^2 A_z(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z(x, y)}{\partial y^2} \right) \end{pmatrix} \quad (5)$$

Pour résoudre analytiquement cette équation, ce qui permettra de calculer analytiquement l'induction dans l'entrefer de la machine, nous introduisons les simplifications suivantes :

- La géométrie de la machine à flux axial est ramenée à une géométrie d'une machine linéaire équivalente définie au rayon moyen.
- Le circuit magnétique statorique est homogénéisé par l'introduction d'une réluctance additionnelle (on se ramène à des stators sans encoches, voir annexe I et chapitre II). Cette réluctance supplémentaire est traduite en ajoutant un entrefer additionnel  $z_g$ , qui prend en compte de manière moyenne la baisse du niveau de l'induction sous les ouvertures d'encoches).

La perméabilité du fer est considérée comme très grande devant la perméabilité de l'air. Ceci permettra d'imposer les conditions limites de Newman aux interfaces entrefer/stator (le champ magnétique  $\vec{H}$  est dans ce cas considéré perpendiculaire aux interfaces fer/entrefer).

Sous ces hypothèses, le domaine d'étude se simplifie comme représenté sur la figure 1 :

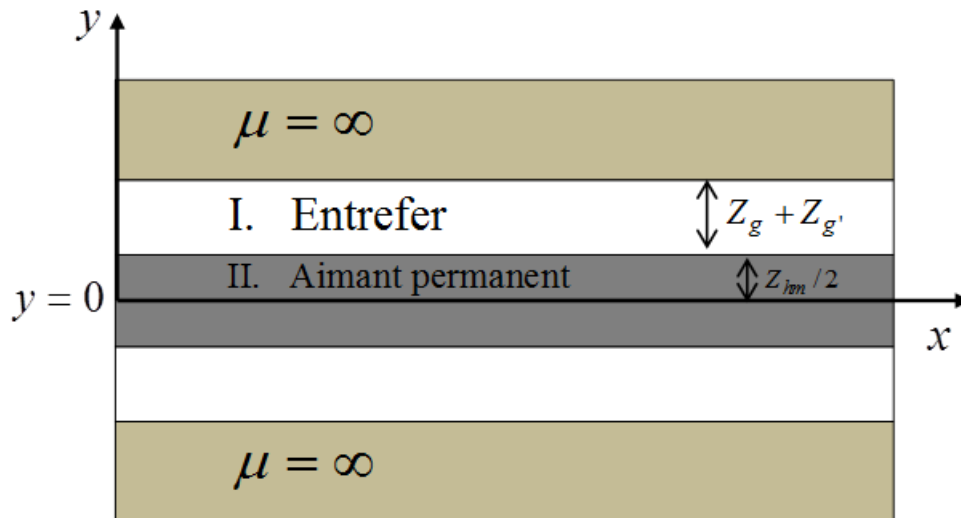


Figure. 1. représentation des régions où l'équation de poisson est résolue.

De ce fait, le potentiel vecteur magnétique pourra être calculé dans deux régions de la figure 1. Ces régions sont l'entrefer qui est caractérisé par l'absence de source de champ (pas de terme source à introduire dans l'équation (5)) et la zone contenant les aimants qui est caractérisée par la présence d'une source de champ non nulle (aimantation ou rémanence des aimants).

Ces sources de champ sont introduites par le biais des lois de comportement dans les matériaux (équation 6):

$$\begin{cases} \vec{B} = \mu_0 \vec{H} & \text{Region I, Entrefer} \\ \vec{B} = \mu_0 (\mu_{rm} \vec{H} + \vec{M}) & \text{Region II, Aimants} \end{cases} \quad (6)$$

$\mu_{rm}$  est la perméabilité relative des aimants,  $\mu_0$  la perméabilité du vide (air).  $\vec{H}$  et  $\vec{B}$  sont respectivement le champ et l'induction magnétique.  $\vec{M}$  est la fonction d'aimantation des aimants.

Alors les équations de maxwell dans ces deux régions deviennent :

$$\begin{cases} \text{rot}(\text{rot} \vec{A}) = \vec{0} & \text{Region I (Entrefer)} \\ \frac{1}{\mu_0} \text{rot}(\text{rot} \vec{A}) = \text{rot} \vec{M} & \text{Region II (Aimant)} \end{cases} \quad (7)$$

Dans le cas des machines à flux axial, les aimants sont aimantés dans la direction axiale (selon l'axe de rotation de la machine, axe des y dans notre repère), l'aimantation  $\vec{M}$  est donc normale à la surface d'entrefer. Par conséquent, seule la composante  $M_y$  de l'aimantation est non nulle. Le vecteur aimantation  $\vec{M}$  est donc donné comme suit :

$$\vec{M} = \begin{pmatrix} 0 \\ M_y \\ 0 \end{pmatrix} \quad (8)$$

Alors,

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{M} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{\partial M_y}{\partial x} \end{pmatrix} \quad (9)$$

En remplaçant (9) dans (7) et en développant le système d'équation (7), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 A_z(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z(x, y)}{\partial y^2} = 0 & \text{Region I (Entrefer)} \\ \frac{\partial^2 A_z(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z(x, y)}{\partial y^2} = -\mu_0 \frac{\partial M_y(x)}{\partial x} & \text{Region II (Aimants)} \end{cases} \quad (10)$$

La composante de l'aimantation  $M_y$  dans la zone des aimants peut être représentée en fonction de la position rotorique par un signal 3 niveaux qui vaut  $+M_0$  au niveau d'un aimant Nord et  $-M_0$  au niveau d'un aimant sud et 0 au niveau des lacunes inter-polaires. La figure 2 illustre la fonction  $M_y(x)$ .

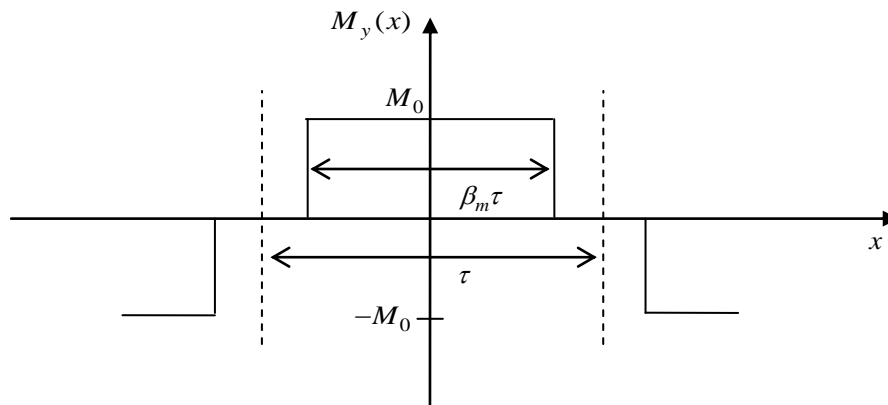


Figure. 2. représentation de la fonction d'aimantation des aimants.

Par décomposition en série de Fourier, la fonction  $M_y(x)$  s'exprime sous la forme suivante :

$$M_y(x) = \sum_{m=1,3,\dots}^{+\infty} \frac{4B_r}{\mu_0 \pi m} \cdot \sin\left(m\beta_m \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos\left(m \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \quad (11)$$

La dérivée de  $M_y(x)$  est alors :

$$\frac{\partial M_y(x)}{\partial x} = - \sum_{m=1,3,\dots}^{+\infty} \frac{4B_r}{\mu_0} \frac{1}{\tau} \cdot \sin\left(m\beta_m \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(m \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \quad (12)$$

Pour simplifier l'écriture des équations, on pose :

$$\alpha(m) = - \frac{4B_r}{\tau} \cdot \sin\left(m\beta_m \frac{\pi}{2}\right) \quad (13)$$

Alors l'équation (12) devient :

$$\frac{\partial M_y(x)}{\partial x} = \sum_{m=1,3,\dots}^{+\infty} \frac{\alpha(m)}{\mu_0} \sin\left(m \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \quad (14)$$

La solution générale de l'équation de poisson dans les milieux étudiés (équation 10) est donnée par la relation (15) :

$$\begin{cases} A_z^I(x, y) = \sum_{m=1,3,\dots}^{+\infty} \left( C_{1m} e^{m \frac{\pi}{\tau} y} + C_{2m} e^{-m \frac{\pi}{\tau} y} \right) \cdot \sin\left(m \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) & \text{Region I (Entrefer)} \\ A_z^{II}(x, y) = \sum_{m=1,3,\dots}^{+\infty} \left( C_{3m} e^{m \frac{\pi}{\tau} y} + C_{4m} e^{-m \frac{\pi}{\tau} y} + g(m) \right) \cdot \sin\left(m \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) & \text{Region II (Aimants)} \end{cases} \quad (15)$$

La solution particulière  $g(m)$  de la solution générale de l'équation de poisson dans les aimants est donnée par (16) :

$$g(m) = \frac{\alpha(m)}{m^2 \pi^2} \cdot \tau^2 \quad (16)$$

Pour calculer les coefficients  $C_{1m}$ ,  $C_{2m}$ ,  $C_{3m}$  et  $C_{4m}$  donnés dans la relation (15), on écrit les conditions de passage des composantes tangentielles et normales de  $B$  et  $H$  aux frontières des régions, ainsi que la condition de symétrie du champ  $H$  par rapport à l'axe des abscisses :

$$\begin{cases} \text{symétrie} \rightarrow B_y^{II}\left(x, y = \frac{Z_{hm}}{2}\right) = B_y^{II}\left(x, y = -\frac{Z_{hm}}{2}\right) \\ y = \frac{Z_{hm}}{2} \rightarrow B_y^I\left(x, y = \frac{Z_{hm}}{2}\right) = B_y^{II}\left(x, y = \frac{Z_{hm}}{2}\right), H_x^I\left(x, y = \frac{Z_{hm}}{2}\right) = H_x^{II}\left(x, y = \frac{Z_{hm}}{2}\right) \\ y = \frac{Z_{hm}}{2} + Z_g + Z_{g'} \rightarrow H_x^I\left(x, y = \frac{Z_{hm}}{2} + Z_g + Z_{g'}\right) = 0 \end{cases} \quad (17)$$

Les composantes normales et tangentielles du champ se calculent alors comme suit :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} = \vec{\nabla} \times \vec{A} = \begin{vmatrix} \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & 0 & A_z \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y} \\ B_y = -\frac{\partial A_z}{\partial x} \\ 0 \end{vmatrix} \quad (18)$$

Dans la **région I** (entrefer), les composantes tangentielles du champ  $H$  et de l'induction  $B$  sont :

$$\begin{cases} H_x^I(x, y) = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\partial A_z^I(x, y)}{\partial y} \\ B_y^I(x, y) = -\frac{\partial A_z^I(x, y)}{\partial x} \end{cases} \quad (19)$$

que l'on peut écrire :

$$\begin{cases} H_x^I(x, y) = \frac{1}{\mu_0} \cdot \sum_{m=1,3,\dots}^{+\infty} m \frac{\pi}{\tau} \cdot \left( C_{1m} e^{\frac{m\pi}{\tau}y} - C_{2m} e^{-\frac{m\pi}{\tau}y} \right) \cdot \sin\left(m \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \\ B_y^I(x, y) = -\sum_{m=1,3,\dots}^{+\infty} m \frac{\pi}{\tau} \left( C_{1m} e^{\frac{m\pi}{\tau}y} + C_{2m} e^{-\frac{m\pi}{\tau}y} \right) \cdot \cos\left(m \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \end{cases} \quad (20)$$

Dans la **région II** (aimants) on a :

$$\begin{cases} H_x^{II}(x, y) = \frac{1}{\mu_0 \mu_{rm}} \cdot \frac{\partial A_z^{II}(x, y)}{\partial y} \\ B_y^{II}(x, y) = -\frac{\partial A_z^{II}(x, y)}{\partial x} \end{cases} \quad (21)$$

que l'on peut écrire :

$$\begin{cases} H_x^{II}(x, y) = \frac{1}{\mu_0 \mu_{rm}} \cdot \sum_{m=1,3,\dots}^{+\infty} m \frac{\pi}{\tau} \cdot \left( C_{3m} e^{\frac{m\pi}{\tau}y} - C_{4m} e^{-\frac{m\pi}{\tau}y} \right) \cdot \sin\left(m \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \\ B_y^{II}(x, y) = -\sum_{m=1,3,\dots}^{+\infty} m \frac{\pi}{\tau} \left( C_{3m} e^{\frac{m\pi}{\tau}y} + C_{4m} e^{-\frac{m\pi}{\tau}y} + g(m) \right) \cdot \cos\left(m \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \end{cases} \quad (22)$$

Pour déterminer la valeur du potentiel vecteur magnétique dans les zones de résolution de l'équation de poisson, on va calculer les coefficients harmoniques  $C_{1m}$ ,  $C_{2m}$ ,  $C_{3m}$ ,  $C_{4m}$ . Ces coefficients sont la solution d'un système d'équations linéaires à 4

inconnues. Ce système découle directement de l'application des conditions aux limites (équation (17)). L'application des conditions de passage du champ aux frontières entre les 2 milieux considérés et la géométrie étudiée nous permet de définir le système d'équations ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ e^{\frac{m\pi Z_{hm}}{\tau \cdot 2}} & e^{-\frac{m\pi Z_{hm}}{\tau \cdot 2}} & -e^{\frac{m\pi Z_{hm}}{\tau \cdot 2}} & -e^{-\frac{m\pi Z_{hm}}{\tau \cdot 2}} \\ \mu_{rm} \cdot e^{\frac{m\pi Z_{hm}}{\tau \cdot 2}} & -\mu_{ra} \cdot e^{-\frac{m\pi Z_{hm}}{\tau \cdot 2}} & -e^{\frac{m\pi Z_{hm}}{\tau \cdot 2}} & e^{-\frac{m\pi Z_{hm}}{\tau \cdot 2}} \\ e^{\frac{m\pi}{\tau} \left( \frac{Z_{hm} + (Z_g + Z_{g'})}{2} \right)} & -e^{-\frac{m\pi}{\tau} \left( \frac{Z_{hm} + (Z_g + Z_{g'})}{2} \right)} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{1m} \\ C_{2m} \\ C_{3m} \\ C_{4m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ g(m) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

Rappelons que,  $\tau = \frac{\pi}{p} R_m$  : est la largeur d'un pôle et  $Z_g$  est l'entrefer mécanique aimant/stator et  $Z_{g'}$ , l'entrefer additionnel lié à l'homogénéisation de l'encoche (voir chapitre II).

Après une résolution analytique du système d'équations (23), on trouve les coefficients  $C_{1m}$ ,  $C_{2m}$ ,  $C_{3m}$ ,  $C_{4m}$  :

$$C_{1m} = \frac{g(m)}{(\mu_{rm} + 1)} \cdot \frac{\left( 1 - e^{-\frac{m\pi Z_{hm}}{\tau}} \right)}{\left( 1 - e^{-\frac{m\pi}{\tau} (Z_{hm} + 2(Z_g + Z_{g'}))} + \frac{(\mu_{rm} - 1)}{(\mu_{rm} + 1)} \left( e^{-\frac{m\pi}{\tau} Z_{hm}} - e^{-\frac{2m\pi}{\tau} (Z_g + Z_{g'})} \right) \right)} \cdot e^{-\frac{2m\pi}{\tau} \left( \frac{Z_{hm}}{4} + (Z_g + Z_{g'}) \right)} \quad (24)$$

$$C_{2m} = C_{1m} \cdot e^{\frac{2m\pi}{\tau} \left( \frac{Z_{hm}}{2} + (Z_g + Z_{g'}) \right)} \quad (25)$$

$$C_{3m} = \mu_{rm} \cdot C_{2m} \cdot \frac{\left( e^{-\frac{2m\pi}{\tau} (Z_g + Z_{g'})} - 1 \right)}{\left( 1 - e^{-\frac{m\pi}{\tau} Z_{hm}} \right)} \cdot e^{-\frac{\pi}{p} Z_{hm}} \quad (26)$$

$$C_{4m} = C_{3m} \quad (27)$$

Afin de calculer le flux et les forces électromotrices, on considère un bobinage réparti à pas diamétral. On calcule le flux capté par une spire élémentaire de la largeur d'un pôle qui se trouverait en surface du stator supérieur et serait décalée de l'axe inter-polaire du rotor d'un angle  $\theta_r$ . L'objectif est ici de déterminer la valeur du flux par pôle et par phase vu par une spire statorique diamétrale en fonction de la position du rotor  $\theta_r$ .

L'application de la formule de Stokes (intégration sur la surface de la spire de l'induction  $\vec{B} = \text{rot}\vec{A}$ ) conduit directement à une expression du flux par pôle en fonction de la position rotorique. Cette formulation simple ne nécessite que la connaissance de la valeur du potentiel vecteur au niveau des positions des conducteurs aller et retour de cette spire élémentaire.

$$\Phi\left(\theta_r, y = \frac{Z_{lm}}{2} + \cdot (Z_g + Z_{g'})\right) = \left( A_z^1\left(\theta_r, \theta_s = \tau_p, y = \frac{Z_{lm}}{2} + \cdot (Z_g + Z_{g'})\right) - A_z^1\left(\theta_r, \theta_s = 0, y = \frac{Z_{lm}}{2} + \cdot (Z_g + Z_{g'})\right) \right) \cdot \Delta R \quad (28)$$

$\tau_p = \frac{\pi}{p}$  est ici le pas polaire angulaire. La coordonnée en x du potentiel vecteur magnétique peut s'exprimer en fonction de la position des conducteurs dans le repère statique définie par la position angulaire  $\theta_s$ , et la position du rotor définie par l'angle  $\theta_r$ , on peut alors écrire  $x = R_m(\theta_s + \theta_r)$ . Les deux coordonnées en x de calcul de chacun des deux points du potentiel vecteur magnétique  $A_z$  sont alors définis en fonction de  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par (position aller et retour des conducteurs de la spire)  $\theta_s = 0$  (pour un conducteur aller) et  $\theta_s = \tau_p$ . (pour un conducteur retour) et  $\Delta R = (R_e - R_i)$  est la longueur active de la machine.  $\theta_r$  est l'angle mécanique rotorique défini par:

$$\theta_r \in \left[ 0, \frac{2\pi}{p} \right] + 2k \frac{\pi}{p}$$

La relation entre l'angle rotorique mécanique et l'angle rotorique électrique est :

$$\theta_r^e = p \cdot \theta_r \quad (29)$$

Connaissant le flux en fonction de la position rotorique, on peut en déduire la force électromotrice élémentaire (f.e.m. obtenue pour une vitesse rotorique de 1 rad/s) pour chaque phase par une dérivation directe des caractéristiques de flux.

Les f.e.m.(s) élémentaire des phases respectives sont ainsi données comme suit :

$$e_1(\theta_r) = p \cdot \frac{d\Phi(\theta_r)}{d\theta_r} \quad (30)$$

$$e_2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) = p \cdot \frac{d\Phi\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)}{d\theta_r} \quad (31)$$

$$e_3\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) = p \cdot \frac{d\Phi\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)}{d\theta_r} \quad (32)$$

Le couple d'une machine synchrone à une vitesse  $\Omega$  donnée peut être exprimé comme étant la somme des produits entre les forces électromotrices élémentaires et les courants traversant les phases :

$$T_{EM}(t) = 2 \times \sum_{i=1}^m E_i(t) \times i_i(t) / \Omega = 2 \times \sum_{i=1}^m n_s \times e_i(t) \times i_i(t)$$

$m$  est ici le nombre de phases et  $n_s$  est le nombre de spires par bobine et par phase.

En alimentant les phases de la machine par des courants synchrones  $i_1, i_2, i_3$  sinusoïdaux, on a alors une relation directe entre  $\theta_r$  et  $t$ . L'interaction du champ créé par ces courants avec le champ rotorique produira donc un couple qui se calcule via la relation (33) qui ne dépend plus du temps mais uniquement de la position du rotor.

$$T_{EM}(\theta_r) = 2 \times \sum_{i=1}^m n_s \times e_i(\theta_r) \times i_i(\theta_r) \quad (33)$$

### • Formule permettant le calcul de la hauteur d'aimant

Cette partie vise à trouver une expression analytique qui permet un calcul direct de la hauteur d'aimant pour créer une induction  $B_{gmax}$  spécifiée dans l'entrefer. Pour cela nous suivons les étapes suivantes :

L'induction normale  $B_y$  dans l'entrefer est donnée par la relation suivante :

$$B_y(x, y) = - \sum_{m=1,3,\dots}^{+\infty} m \frac{\pi}{\tau} \cdot \left( C_{1m} e^{\frac{m\pi}{\tau}y} + C_{2m} e^{-\frac{m\pi}{\tau}y} \right) \cdot \cos\left(m \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \quad (34)$$

A partir de la relation (34), on peut calculer la valeur crête du premier harmonique de l'induction  $B_1$ , normale à la surface du stator. Cette valeur correspond au premier terme de l'équation (34) pour  $y = \frac{Z_{hm}}{2} + (Z_g + Z_{g'})$ . L'induction  $B_1$  dans l'entrefer s'exprime alors comme suit :

$$B_1 = \frac{8B_r}{(\mu_{rm} + 1)\pi} \sin\left(\beta_m \frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{\pi}{\tau}Z_{hm}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{2\pi}{\tau}\left(\frac{Z_{hm}}{2} + (Z_g + Z_{g'})\right)}\right) + \frac{(\mu_{rm} - 1)}{(\mu_{rm} + 1)} \left(e^{-\frac{\pi}{\tau}Z_{hm}} - e^{-\frac{2\pi}{\tau}(Z_g + Z_{g'})}\right)}\right)} \cdot e^{-\frac{\pi}{\tau}(Z_g + Z_{g'})} \quad (35)$$

Or, au niveau de la modélisation « 1D » on peut écrire à partir de la représentation « 3 niveaux » du champ à vide présentée à la figure 3 de l'annexe I:



$$B_1 = \frac{4}{\pi} \sin\left(\beta_m \frac{\pi}{2}\right) \cdot B_{g_{\max}} \quad (36)$$

Par analogie entre l'équation (36) et (35) on en déduit une expression d'un  $B_{g_{\max}}$  équivalent qui tient compte des effets 2D :

$$B_{g_{\max}} = \frac{2B_r}{(\mu_{rm} + 1)} \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{\pi}{\tau} Z_{hm}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{2\pi}{\tau} \left(\frac{Z_{hm}}{2} + (Z_g + Z_{g'})\right)} + \frac{(\mu_{rm} - 1)}{(\mu_{rm} + 1)} \left(e^{-\frac{\pi}{\tau} Z_{hm}} - e^{-\frac{2\pi}{\tau} (Z_g + Z_{g'})}\right)\right)} \cdot e^{-\frac{\pi}{\tau} (Z_g + Z_{g'})} \quad (37)$$

On pose :

$$x = e^{-\frac{\pi}{\tau} Z_{hm}}, \alpha = e^{-\frac{\pi}{\tau} (Z_g + Z_{g'})}, \gamma = \frac{(\mu_{rm} + 1) B_{g_{\max}}}{2B_r}$$

En remplaçant dans la relation (37), on aura :

$$x = \frac{\left(\alpha - \gamma + \frac{(\mu_{rm} - 1)}{(\mu_{rm} + 1)} \gamma \alpha^2\right)}{\left(\alpha - \gamma \alpha^2 + \frac{(\mu_{rm} - 1)}{(\mu_{rm} + 1)} \gamma\right)}$$

On en déduit l'expression de la hauteur d'aimant nécessaire pour obtenir le niveau d'induction désiré :

$$Z_{hm} = \frac{\tau}{\pi} \cdot \ln \left( \frac{\left(\alpha - \gamma \alpha^2 + \frac{(\mu_{rm} - 1)}{(\mu_{rm} + 1)} \gamma\right)}{\left(\alpha - \gamma + \frac{(\mu_{rm} - 1)}{(\mu_{rm} + 1)} \gamma \alpha^2\right)} \right)$$

$$Z_{hm} = \frac{\tau}{\pi} \cdot \ln \left( \frac{\left(\mu_{rm} + 1\right) B_{g_{\max}} \cdot \left(e^{-\frac{\pi}{\tau} (Z_g + Z_{g'})} - \frac{(\mu_{rm} - 1)}{(\mu_{rm} + 1)} e^{\frac{\pi}{\tau} (Z_g + Z_{g'})}\right) - 2 \cdot B_r}{\left(\mu_{rm} + 1\right) B_{g_{\max}} \cdot \left(e^{\frac{\pi}{\tau} (Z_g + Z_{g'})} - \frac{(\mu_{rm} - 1)}{(\mu_{rm} + 1)} e^{-\frac{\pi}{\tau} (Z_g + Z_{g'})}\right) - 2 \cdot B_r} \right) \quad (38)$$

On retrouve ainsi l'expression II.15 donnée dans le chapitre II.

## Annexe III

### Prise en compte du flux créé par le bobinage et démonstration des formules de dimensionnement du circuit magnétique

Lors du fonctionnement de la machine, les flux statorique et rotorique peuvent être additifs, ceci correspond à un angle ( $\psi=\pi/2$ ), pour une alimentation en courants sinusoïdaux (configuration représentée à la figure 1). On va donc prendre en compte, dans le dimensionnement du circuit magnétique, le flux créé par les bobinages statoriques dans le pire des cas pour éviter la saturation de la machine. Le développement suivant illustre la démarche suivie pour établir les relations (II.16) et (II.17) données dans le chapitre II.

Cette configuration correspond au cas où le flux créé par le stator est dans l'axe des aimants et les valeurs des courants dans les phases valent  $I_a=I_{encoche}$ ,  $I_b=I_c=-I_{encoche}/2$ .

- **Principe du calcul**

Un calcul simplifié de l'induction créée par les courants va nous permettre d'évaluer les largeurs de circuits magnétiques supplémentaires à ajouter au niveau des dents et culasses qui permettent de limiter l'induction au niveau maximal spécifié pour éviter une saturation excessive.

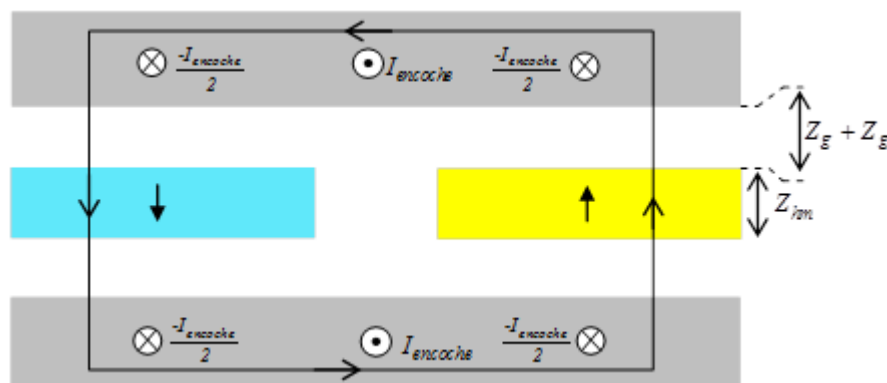


Figure. 1. chemin considéré pour le calcul de l'induction créée par le bobinage.

Tout d'abord, on va calculer l'induction maximale  $B_{gB}$  créée par le bobinage d'une phase (la phase  $a$ ) seule et en considérant l'aimant comme un matériau à magnétisation nulle. On applique, pour cela, le théorème d'Ampère sur le contour représenté sur la figure 1. On considère aussi le courant dans la phase 1 égal à sa valeur crête et les courants des 2 autres phases nuls. On a ainsi :

$$2H_a \cdot Z_{hm} + 4H_g \cdot Z_{e\mu} = 2\hat{I}_{encoche} \quad (1)$$

Or :

$$H_g = \frac{B_{gB}}{\mu_0} \quad \text{et} \quad H_a = \frac{B_a}{\mu_0 \mu_{rm}} \quad (3)$$

En supposant la conservation du flux sous chaque pôle et l'induction normale au plan de l'entrefer (pas de fuites de flux entre les pôles), on en déduit les relations suivantes :

$$B_a = B_{gB} \quad \text{d'où} : \quad H_a = \frac{B_{gB}}{\mu_0 \mu_{rm}} \quad (4)$$

En remplaçant (3) et (4) dans (2), on aura :

$$B_{gB} = \frac{\mu_0 \mu_{rm} \hat{I}_{encoche}}{(Z_{hm} + 2\mu_{rm} (Z_g + Z_{g'}))} \quad (5)$$

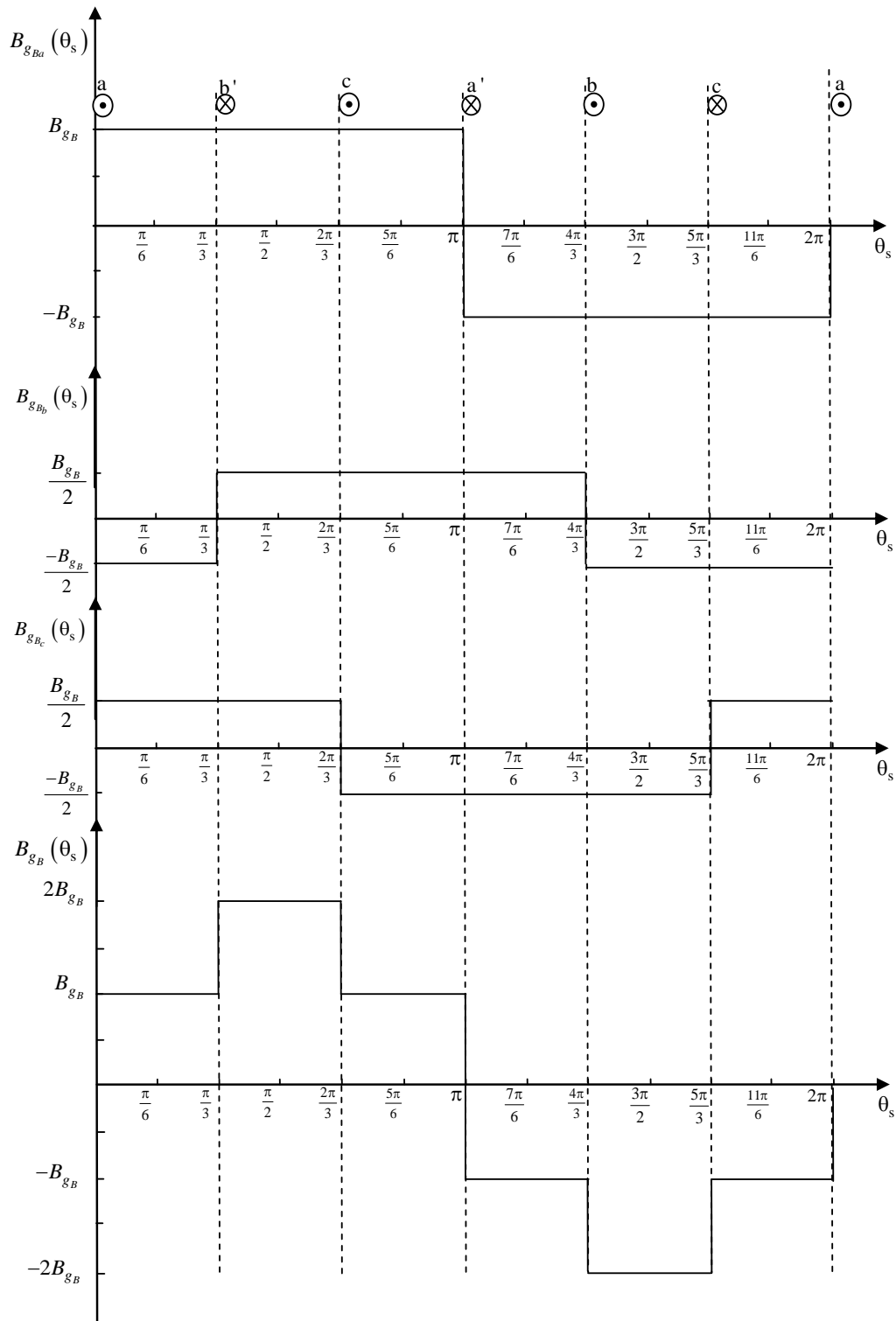
La valeur crête du courant total dans l'encoche peut être déduite comme suit :

$$\hat{I}_{encoche} = \frac{\sqrt{2} A_L \times 2\pi R_m}{2mp S_{pp}} \quad (6)$$

$A_L$  est la densité linéique de courant par stator (valeur efficace).  $S_{pp}$  le nombre d'encoche par pôle et par phase et  $m$  le nombre de phase.  $R_m$  est le rayon moyen de la machine à flux axial. Rappelons que le bobinage considéré est à pas diamétral avec une encoche par pôle et par phase ( $S_{pp}=1$ ).

En remplaçant (6) dans (5), on obtient la relation (7). Cette valeur représente l'induction dans l'entrefer créée par un bobinage alimenté par son courant crête.

$$B_{gB} = \frac{\mu_0 \mu_{rm}}{(Z_{hm} + 2\mu_{rm} (Z_g + Z_{g'}))} \times \frac{\sqrt{2} A_L \times 2\pi R_m}{2mp S_{pp}} \quad (7)$$



**Figure 2.** induction créée par les phases de la machine pour un bobinage à pas diamétral.

La figure 2 présente les contributions à l'inductions  $B_{g_{Ba}}(\theta_s)$ ,  $B_{g_{Bb}}(\theta_s)$ ,  $B_{g_{Bc}}(\theta_s)$ , en fonction de l'angle statorique pour la configuration étudiée. Ces formes d'ondes d'induction sont créées, respectivement, par les phases  $a$ ,  $b$ ,  $c$  de la machine pour la configuration la plus critique présentée à la figure 1 ( $I_a=I_{\text{encoche}}$ ,  $I_b=I_c=-I_{\text{encoche}}/2$ ).  $B_{g_B}(\theta_s)$  est alors l'induction créée par la contribution des 3 phases de la machine.  $B_{gB}$  est l'induction crête créée par le bobinage de la phase  $a$ .

En considérant la contribution des 3 phases de la machine, l'induction crête totale est alors égale à 2 fois l'induction créée par une phase seule. L'induction moyenne sous pôle vaut quand à elle :

$$\langle B_{gB} \rangle = \frac{4}{3} \times B_{gB} \quad (8)$$

D'où :

$$\langle B_{gB} \rangle = \frac{4}{3} \times \frac{\mu_0 \mu_{rm}}{(Z_{hm} + 2\mu_{rm}(Z_g + Z_{g'}))} \times \frac{\sqrt{2}A_L \times 2\pi R_m}{2mpS_{pp}} \quad (9)$$

- **Calcul de l'ouverture de dent supplémentaire  $\beta_{tb}$  :**

En analysant la figure 2, on va considérer que, dans le pire des cas, le pas polaire est soumis à une induction, créée par le bobinage, égale à 2 fois l'induction crête créée par une phase seule (Soit  $2 \times B_{gB}$ ).

La section de la dent ( $S_{dent}$ ) va concentrer l'ensemble du flux sur le pas d'encoche (de section  $S_{pas-enc}$ ), donc par conservation du flux il est possible d'écrire :

$$2 \times B_{gB} \times S_{pas-enc} = B_{sat} \times S_{dent} \text{ avec } S_{dent} = \beta_{tb} \times S_{pas-enc}$$

Cette expression permet d'évaluer l'ouverture de dent supplémentaire qui permet de limiter la valeur de l'induction à la valeur maximale choisie par rapport à la saturation ( $B_{sat}$ ), pour la position de flux additif :

$$\beta_{tb} = \frac{2B_{gB}}{B_{sat}} = \frac{2}{B_{sat}} \times \frac{\mu_0 \mu_{rm}}{(Z_{hm} + 2\mu_{rm}(Z_g + Z_{g'}))} \times \frac{\sqrt{2}A_L \times 2\pi R_m}{2mpS_{pp}} \quad (10)$$

En simplifiant l'équation (10), on retrouve l'expression de l'ouverture relative des dents donnée liée à l'induction créée par le bobinage, cette expression est donnée par (11):

$$\beta_{tb} = 2 \cdot \frac{\mu_0 \sqrt{2} A_L \pi R_m}{(Z_{hm} + 2(Z_g + Z_{g'})) S_{pp} mp B_{sat}} \quad (11)$$

Si on considère, en plus, l'ouverture relative des dents liée à l'induction créée par les aimants, on retrouve la relation (II.16) donnée dans le chapitre II.

- **Calcul de l'ouverture de l'épaisseur supplémentaire de culasse :**

Pour calculer l'épaisseur de culasse supplémentaire  $Z_{yb}$  qui permet de limiter la valeur de l'induction à la valeur maximale choisie par rapport à la saturation, on considère que la moitié du flux moyen créé par le bobinage passe par la culasse rotorique. On peut alors écrire les équations suivantes ( $S_{culasse}$  étant la section de culasse supplémentaire à prendre en compte pour faire passer le flux créé par le bobinage):

$$\frac{1}{2} \times \langle B_{gB} \rangle \times S_{pôle} = B_{sat} \times S_{culasse}$$

$$\implies \frac{1}{2} \times \frac{4}{3} \times \frac{\mu_0 \mu_{rm}}{(Z_{hm} + 2\mu_{rm}(Z_g + Z_{g'}))} \times \frac{\sqrt{2}A_L \times 2\pi R_m}{2mpS_{pp}} \times \frac{2\pi R_m \Delta R}{2p} = B_{sat} \times Z_{yb} \Delta R$$

L'expression de l'épaisseur de culasse supplémentaire est alors :

$$Z_{yb} = \frac{2}{3} \times \frac{\mu_0 \mu_{rm} \sqrt{2}A_L \times (\pi R_m)^2}{(Z_{hm} + 2\mu_{rm}(Z_g + Z_{g'})) B_{sat} mp^2 S_{pp}} \quad (12)$$

On retrouve ainsi la relation (II.17) donnée dans le chapitre II.

## Annexe IV

### Calcul du champ démagnétisant dans les aimants

Quand les aimants sont soumis à un champ magnétique démagnétisant créé par les bobinages, ils sont susceptibles de se désaimanter de manière irréversible. Ceci peut se produire lorsque les champs statorique et rotorique sont soustractifs, le champ magnétique créé par le bobinage s'ajoute au champ démagnétisant propre aux aimants. Cette configuration se produit par exemple lors des modes de pilotage en défluxage qui peuvent être utilisés pour effectuer des opérations en survitesse. Si le module de la résultante de ces deux champs est supérieur à la valeur du champ coercitif des aimants, alors les aimants permanents peuvent perdre leur rémanence de manière irréversible. Dans nos modèles de pré dimensionnement nous avons pris en considération ce phénomène, et la relation qui permet de calculer cette contrainte est explicitée dans cette *annexe*.

La configuration de la machine considérée correspond au cas le plus défavorable, c'est-à-dire, au cas où le champ créé par l'induit est dans l'axe du pôle et s'oppose au champ créé par les aimants. Afin d'étudier cette configuration, nous supposons que nous nous trouvons à l'instant où  $I_a = I_{encoche}$  et  $I_b = I_c = -I_{encoche}/2$  et que E et I sont en quadrature. Cette configuration est représentée à la figure 1.

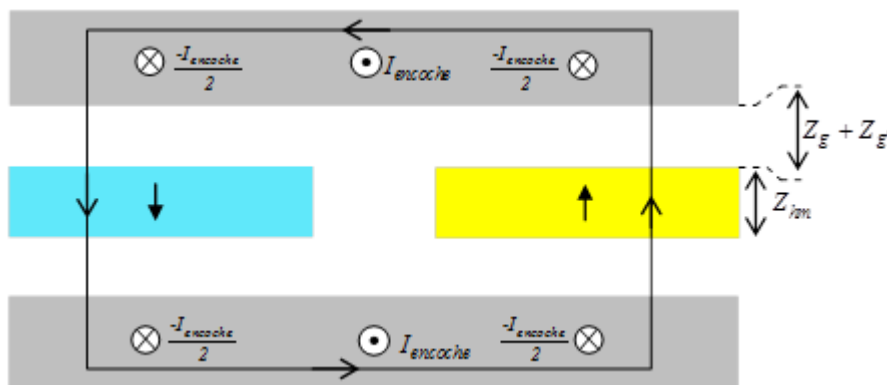


Figure. 1. : contour d'intégration pour le calcul du champ démagnétisant.

En appliquant le théorème d'Ampère sur le contour représenté sur la figure 1, on a :

$$2H_a \cdot Z_{hm} + 4H_g \cdot Z_{e\mu} = -4\hat{I}_{encoche} \quad (1)$$

En effet ce contour entoure 6 encoches. 2 de ces encoches sont parcourues par un courant  $I_{encoche}$  crête et 4 sont parcourues par  $-I_{encoche}/2$ . Les densités de courant correspondantes sont donc toutes orientées dans la même direction.

On va maintenant introduire un facteur de surintensité  $k_I$ , l'équation (1) va s'écrire donc comme suit :

$$2H_a \cdot Z_{hm} + 4H_g \cdot Z_{e\mu} = -4k_I \hat{I}_{encoche} \quad (2)$$

Or :

$$H_g = \frac{B_{g_{max}}}{\mu_0} \quad \text{et} \quad B_a = \mu_0 \mu_{rm} \cdot H_a + B_r \quad (3)$$

Et en appliquant la conservation du flux sous pôle,

$$B_a = B_{g_{max}} \quad \text{d'où} : B_{g_{max}} = \mu_0 \mu_{rm} H_a + B_r \quad (4)$$

En remplaçant (3) et (4) dans (2), on aura :

$$H_a = \frac{-2k_I \hat{I}_{encoche}}{(Z_{hm} + 2\mu_{rm}(Z_g + Z_{g'}))} - \frac{2 \cdot (Z_g + Z_{g'}) B_r}{\mu_0 (Z_{hm} + 2\mu_{rm}(Z_g + Z_{g'}))} \quad (5)$$

Or,

$$\hat{I}_{encoche} = \frac{\sqrt{2} A_L \times 2\pi R_m}{2mpS_{pp}} \quad \text{et} \quad B_r = \frac{(Z_{hm} + 2\mu_{rm}(Z_g + Z_{g'}))}{Z_{hm}} B_{g_{max}} \quad (6)$$

En remplaçant la relation (6) dans l'équation (5), on obtient :

$$H_{max} = -k_I \frac{2\sqrt{2} A_L \pi R_m}{(Z_{hm} + 2\mu_{rm}(Z_g + Z_{g'})) mpS_{pp}} - \frac{2 \cdot (Z_g + Z_{g'}) B_{g_{max}}}{\mu_0 Z_{hm}} \quad (7)$$

On retrouve alors la relation (II.19) donnée dans le chapitre II et qui permet d'évaluer l'intensité maximale du champ démagnétisant.



## Annexe V

### Machine donnée dans [Dje02]

Machine à flux axial à double stator 300kW [Dje02]			
Rayon de la turbine (SeaFlow)	$R_0$	5.5	m
Couple de la turbine	$Q$	191	k.N.m
Vitesse de rotation de la turbine	$N_n$	15	tr/min
Entrefer mécanique de la machine	$Z_g$	10	mm
Coefficient de bobinage au premier harmonique	$k_{b1}$	1	-
Nombre de phases	$m$	3	
Induction rémanente des aimants	$B_r$	1.2	T
Induction de saturation dans les dents	$B_{sat}$	1.4	T
Induction de saturation dans les culasses	$B_{sat}$	1.4	T
Coefficient de remplissage des encoches	$k_f$	0.65	
Fréquence électrique de la machine	$f$	50	Hz
Charge linéique de courant (sur un stator au rayon moyen)	$A_l/2$	51183	A/m (efficace)
Densité surfacique de courant dans le cuivre d'une encoche	$J$	7.15	A/mm <sup>2</sup> (efficace)
Ouverture relative des aimants	$\beta_m$	0.65	
Nombre de paires de pôles	$p$	200	-
Rayon magnétique intérieur de la machine	$R_i$	5.5	m
Rayon magnétique extérieur de la machine	$R_e$	5.5318	m
Longueur active	$\Delta R$	3.18	cm
Rayon moyen	$R_m$	5.5159	m
Largeur de pôle au rayon moyen	$\tau$	8.66	cm
Ouverture relative des dents	$\beta_d$	0.2857	-
Epaisseur de la culasse statorique	$Z_y$	0.8	cm
Profondeur d'encoches	$Z_{hs}$	1.54	cm
Epaisseur d'aimants	$Z_{hm}$	1.26	cm
Entrefer aimant/stator	$Z_e$	1	cm
Longueur axiale	$L$	7.9	cm

# Annexe VI

## Signification des symboles utilisés dans le schéma 2D par résistances thermiques

$P_{slot}$	pertes Joule dans une encoche ;
$P_{Fe\_dent}$	Pertes fer dans une culasse sous une portion d'encoche ;
$P'_{Fe\_culasse\_dent}$	Pertes fer dans une dent ;
$P'_{Fe\_culasse\_dent}$	Pertes fer dans une culasse sous une portion de dent ;
$R_{11}$	Résistance thermique de convection avec l'eau de mer dans l'entrefer ;
$R_{12}$	Résistance thermique de conduction de la résine protectrice ;
$R_{13}$	Résistance thermique de l'isolant ;
$R_{14}$	Résistance thermique de la partie basse du schéma en T (coté pertes dans le cuivre) ;
$R_{15}$	Résistance thermique de contact de la source $R_{3z}$ du schéma en T (pertes dans le cuivre) ;
$R_{21}$	Résistance thermique de la partie haute du schéma en T (coté encoche) ;
$R_{22}$	Résistance thermique de l'isolant ;
$R_{23}$	Résistance thermique de contact culasse / isolant ;
$R_{24}$	Résistance thermique de la partie basse du schéma en T (coté pertes dans la culasse) ;
$R_{25}$	Résistance thermique de contact de la source $R_{3z}$ du schéma en T (coté pertes dans la culasse) ;
$R_{31}$	Résistance thermique de la partie haute du schéma en T (coté pertes dans la culasse) ;
$R_{32}$	Résistance thermique de contact culasse / carcasse ;
$R_{33}$	Résistance thermique de la carcasse (tuyère) ;
$R_{34}$	Résistance thermique de convection avec l'eau de mer (externe au stator) ;
$R_{ct\_Cu}$	Résistance thermique tangentielle de contact avec la source (perte dans le cuivre) ;
$R_{ct\_iron}$	Résistance thermique tangentielle de contact avec la source (perte dans la dent) ;
$R_{Cu}$	Résistance thermique tangentielle (partie basse d'un schéma en T tangentielle) coté encoche ;
$R_{isot}$	Résistance thermique tangentielle de l'isolant sur la paroi d'une dent ;
$R_{ct\_iso/iron}$	Résistance thermique tangentielle de contact isolant / dent ;
$R_{iron}$	Résistance thermique tangentielle (partie basse d'un schéma en T tangentielle) coté dent ;
$R'_{11}$	Résistance thermique de convection avec l'eau de mer dans l'entrefer ;
$R'_{12}$	Résistance thermique de conduction de la résine protectrice ;
$R'_{13}$	Résistance thermique de contact isolant / culasse sous une portion de dent ;
$R'_{14}$	Résistance thermique de la partie basse du schéma en T (coté pertes dans la dent) ;
$R'_{15}$	Résistance thermique de contact de la source $R_{3z}$ du schéma en T (coté pertes dans la dent) ;
$R'_{21}$	Résistance thermique de la partie haute du schéma en T (pertes dans la dent) ;
$R'_{22}$	Résistance thermique de la partie basse du schéma en T (pertes dans la culasse) sous une portion de dent ;
$R'_{23}$	Résistance thermique de contact de la source $R_{3z}$ du schéma en T (coté pertes dans la culasse) sous une portion de dent ;






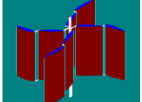

- $R'_{31}$  Résistance thermique de la partie haute du schéma en T (pertes dans la culasse) sous une portion de dent ;
- $R'_{32}$  Résistance thermique de contact culasse/isolant sous une portion d'encoche ;
- $R'_{33}$  Résistance thermique de la carcasse (tuyère) ;
- $R'_{34}$  Résistance thermique de convection avec l'eau de mer (externe au stator) sous une portion de dent.




## Annexe VII

### Revue non exhaustive des capteurs mécaniques pouvant être utilisés dans l'hydrolien

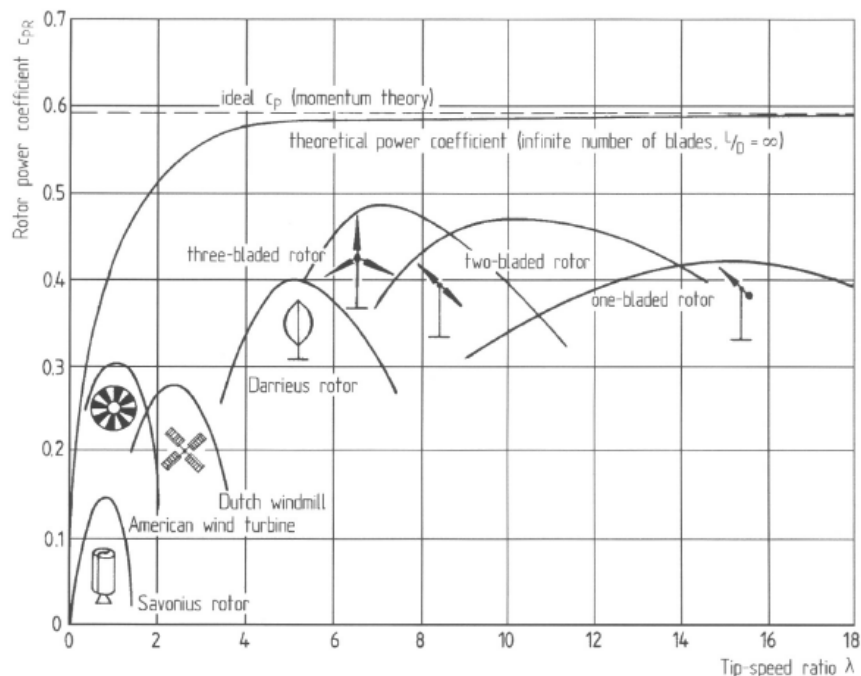
Plusieurs sortes de capteurs mécanique existent, nous pouvons les classer suivants plusieurs critères tels que: l'axe de rotation de la turbine par rapport à la direction d'écoulement du fluide, la nature du mouvement du capteur (rotatif ou oscillant) et la technologie des pales...etc. Dans le tableau 1 , une synthèse descriptive des capteurs mécanique envisagés dans un certain nombre de projets hydroliens est présentée. Pour des raisons de lisibilité du document, la description détaillée de ces technologies de capteurs n'est pas présentée.

**Tableau 1** descriptif et classification des technologies de capteurs mécaniques utilisés dans les projets hydroliens.

Type de mouvement du capteur	Orientation de l'axe de rotation	Technologie du capteur	Exemple de projet Industriel	Illustration
Mouvement rotatif	Axe horizontal	Mono rotor sans carénage	AR1000, Atlantis Ressource Corporation	
		Mono rotor avec carénage	Hydrolienne Clean Current Ltd.	
		Double Rotor contra-rotatifs	Hydrolienne, Nautricity [Cla01]	
	Axe vertical	Darrieus	Hydrolienne Searius	
		Gorlov	-	
		Savonius	Neo-Aerodynamic Water Turbine	
	Axe de rotation quelconque	Vis d'Archimède	Flumill Power Tower	

Mouvement oscillant	-	Ailes battantes, battement vertical	PS100, de Pulse Tidal	
		Hydrofoils battant, battement horizontal	bioSTREAM™, de BioPower Systems	
Autre	-	Kite Hydrolien	Deep Green de la société Minestro	

Le tableau 1 montre la diversité des solutions possibles pour le choix du capteur mécanique (turbine) pour les hydroliennes. Dans la suite de cette analyse des capteurs mécaniques, on s'intéressera aux turbines rotatives. Le couplage entre la ressource et les turbines rotatives est modélisé par la caractéristique de  $C_p$  (coefficient de puissance), qui détermine le rendement de la turbine et sa plage de fonctionnement en fonction de la vitesse du fluide. Il est donc pertinent de montrer un comparatif qualitatif de ces technologies de turbines. Selon [Hau01], cette comparaison est illustrée par la figure 1.7. On peut relever à partir de cette figure que les turbines à axe horizontal possèdent globalement un meilleur coefficient de puissance maximal et sont mieux adaptées au fonctionnement pour des vitesses élevées que leurs homologues à axe vertical.



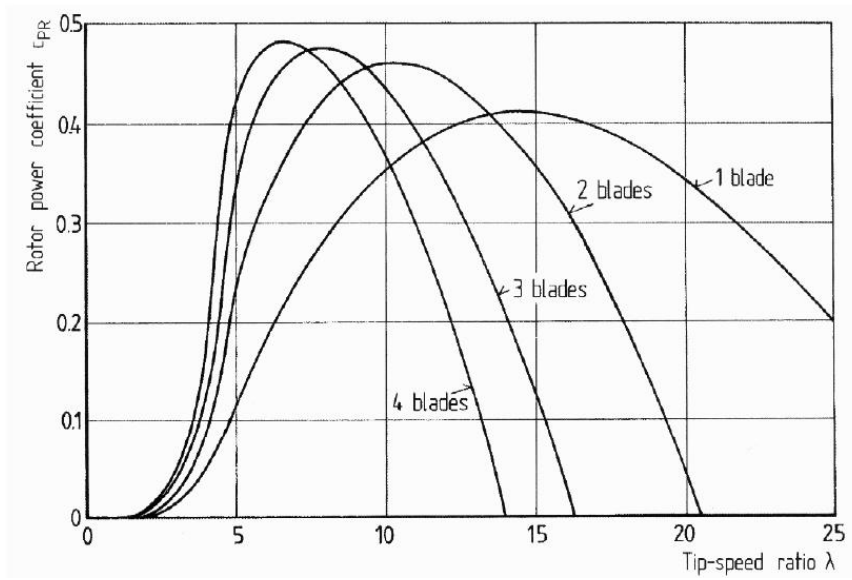
**Figure 1.** aperçu des lois de  $C_p$  en fonction de la vitesse normalisée  $\lambda$  de différentes technologies de turbines rotatives [Hau01].

Le tableau 2 montre une comparaison qualitative entre les turbines à axe vertical et à axe horizontal dans le cadre d'une intégration pour hydrolienne.

**Tableau 2** Comparaison des capteurs (turbines) à axe horizontal et à axe vertical pour une utilisation dans les hydroliennes.

Type	Avantages	Inconvénients
<b>Turbines à axe vertical</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Le positionnement du système de conversion électromécanique ne perturbe pas l'écoulement (placement de la génératrice en dessous ou en dessus de la turbine)</li> <li>✓ Ne nécessite pas de mécanisme d'orientation de la turbine (yaw system)</li> <li>✓ Puissance maximale quelque soit la direction du courants</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✗ Coefficient de puissance (<math>C_p</math>) plus bas, (typiquement moins de 0,4).</li> <li>✗ Non auto-amorçables (couple de démarrage faible).</li> <li>✗ Ondulation de couple durant la rotation.</li> <li>✗ Charge mécanique axiale non homogène sur les pales.</li> <li>✗ Technologie peu éprouvée pour la grande puissance.</li> </ul>
<b>Turbines à axe horizontal</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Bon coefficient de puissance, le <math>C_p</math> peut atteindre plus de 0,45.</li> <li>✓ Bon couple de démarrage, auto-amorçable.</li> <li>✓ Couple très peu ondulé pendant la rotation.</li> <li>✓ Charge mécanique axiale équilibrée sur les pales.</li> <li>✓ Bon fonctionnement à des vitesses élevées.</li> <li>✓ Technologie éprouvée dans l'éolien pour la grande puissance.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✗ Nécessite un mécanisme (complexe et couteux) d'alignement de la turbine avec la direction du courant ou utilisation de pales bidirectionnelles.</li> <li>✗ Le positionnement du système de conversion électromécanique peut perturber l'écoulement (placement de la nacelle contenant la génératrice dans l'axe de la turbine) ou solution complexe en Rim-Driven</li> </ul>

Actuellement, quasiment toutes les éoliennes de grande puissance sont basées sur des turbines tripales à axe horizontal. Le choix du nombre de pales est un paramètre de conception important, qui peut a priori être remis en question dans le cas des hydroliennes. Le choix du nombre de pales dépend de plusieurs paramètres tels que, les performances hydrodynamiques de la turbine caractérisées par la courbe de  $C_p$  (coefficient de puissance) ou le coefficient de couple en fonction de la vitesse normalisée ( $\lambda$ ), le coût de la turbine, la tenue mécanique, le bruit acoustique de la turbine, les vibrations, la qualité du couple et des considérations d'assemblage des pales pour les plus grandes turbines...etc. En considérant uniquement les performances hydrodynamiques à savoir la capacité de la turbine à extraire de la puissance du fluide, la figure 2 montre des performances plus favorables aux multi-pales en termes de coefficient de puissance maximal [Mul02]. Cependant la vitesse de rotation de la turbine diminue lorsque le nombre de pales est plus important, ce qui peut laisser supposer un surdimensionnement du multiplicateur ou de la génératrice reliée à l'hélice. Toutefois, les turbines hydroliennes étant beaucoup plus compactes que leurs vis-à-vis éoliens, et à cause de la difficulté d'assemblage sous l'eau, l'assemblage des pales peut se faire à terre dans les ateliers avant le transport et l'installation sur le site en mer.



**Figure 2.** coefficient de puissance en fonction du TSR ( $\lambda$ ) pour des turbines à pales multiples, figure issue de [Hau01].

# Bibliographie

- [Abo01] C. Abonnel, « Energies renouvelables marines, Etude de cas : l'Hydrolien, Le projet de parc pilote préindustriel de Paimpol-Bréhat, marché et volonté politique », conférence EDF – Production ingénierie hydraulique. Document disponible sur: [http://www.coriolis.polytechnique.fr/Confs/Hydroliennes\\_conf\\_Abonnel.pdf](http://www.coriolis.polytechnique.fr/Confs/Hydroliennes_conf_Abonnel.pdf)
- [Abd01] Nabil Abdel Karim, « Optimisation multi-critères et multi-physique d'aérogénérateurs à aimants permanents à flux axial », thèse de doctorat, université du Havre, Juin 2008.
- [Ade01] « Note stratégique sur les énergies marines renouvelables », rapport ADEME, Février 2013.
- [Ami01] Y. Amirat, M.E.H. Benbouzid, E. Al-Ahmar, B. Bensaker and S. Turri, "A brief status on condition monitoring and fault diagnosis in wind energy conversion systems," *Renewable & Sustainable Energy Reviews*, vol. 3, n°9, pp. 2629-2636, December 2009.
- [Ask01] Asko Parviainen, 'Design of Axial-flux Permanent-Magnet Low-Speed Machines and Performance Comparison between Radial-Flux and Axial-Flux Machines', Thèse de Doctorat de Lappeenranta University of Technology, aril, 2005.
- [Bah01] A.S. Bahaj, A.F. Molland, J.R. Chaplin and W.M. J. Batten, "Power and thrust measurements of marine current turbines under various hydrodynamic flow conditions in a cavitation tunnel and a towing tank," *Renewable Energy*, vol. 32, n°3, pp. 407-426, 2007.
- [Ban01] M. Banal, « L'énergie marémotrice », REE n°8, Septembre 1997.
- [Bar01] J.A. Baroudi, V. Dinavahi and A.M. Knight, "A review of power converter topologies for wind generators," *Renewable Energy*, vol. 32, n°14, pp. 2369-2385, 2007.
- [Ben01] S. Ben Elghali, R. Balme, K. Le Saux, M.E.H. Benbouzid, J.F. Charpentier and F. Hauville, « A simulation model for the evaluation of the electrical power potential harnessed by a marine current turbine, » *IEEE Journal on Oceanic Engineering*, vol. 32, n°4, pp. 786-797, October 2007.
- [Ben02] S.E. Ben Elghali, L. Drouen, M.E.H. Benbouzid, J.F. Charpentier, J.A. Astolfi, F. Hauville, « Les systèmes de génération d'énergie électrique à partir des courants de marrées, » revue 3EI, n° 52, pp, 73-85, Mars 2008.
- [Ben03] M. Benoit, J.F. Dhédin, G. Mattarolo, « Energies marines hydrolienne et houlomotrice. Exemples de projets et de travaux de R&D » présenté à la conférence Institut Coriolis, Septembre 2010, disponible : [http://www.coriolis.polytechnique.fr/Confs/Benoit\\_conf.pdf](http://www.coriolis.polytechnique.fr/Confs/Benoit_conf.pdf).
- [Ber01] Y. Bertin, "Refroidissement des machines électriques tournantes", Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie électrique, D 3460.
- [Bir01] J. Z. Bird, 'Marine hydrokinetic power tack-off using magnetic gearing,' *Proceedings of the 2<sup>nd</sup> Marine Energy Technology Symposium METS2014*, Seattle, 15-18 April 2014.



- [Bri01] S. Brisset, F. Gillon, P. Brochet, R. Dhelft, "Conception d'une motopompe synchrone à flux axial et à bobinages concentrés," *Revue Internationale de Génie Electrique*, vol. 09, n°2-3, pp. 185-208, 2006.
- [Bri02] Stéphane Brisset, "Démarches et outils pour la conception optimale des machines électriques", Rapport d'Habilitation pour Diriger des Recherches, Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2007.
- [Car01] Federico Caricchi, Fabio Crescimbin, Ezio Santini, « Basic Principle and Design Criteria of Axial-Flux PM Machines Having Counterrotating Rotors », *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 31 No. 5, October 1995.
- [Car02] F. W. Carter, 'The magnetic field of The Dynamo-Electric Machine', *Journal Institution of Electrical Engineering*, Vol 64, issue 359, pp1115-1138, nov. 1926 (current version 29 janvier 2010 in IEEE Xplore)
- [Cav01] A. Cavagnino, M. Lazzari, F. Profumo, A. Tenconi, "A Comparison Between the Axial Flux and the Radial Flux Structures for PM synchronous Motors," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 38, n°6, pp. 1517-1524, Décembre 2002.
- [Cha01] B.J. Chalmers, W. Wu and E. Spooner, "An axial-flux permanent-magnet generator for a gearless wind energy system," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 14, n°2, pp. 251-257, Juin 1999.
- [Che01] J. Chen & D. Jiang, "Study on modeling and simulation of non-grid-connected wind turbine," In *IEEE World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference (WNWEC)*, Nanjing, pp. 1-5, September 2009.
- [Cla01] J. Clarke, G. Connor, A. Grant, C. Johnstone, S. Ordonez-Sanchez, « Analysis of single point tensioned mooring system for station keeping of a contra-rotating marine current turbine », *IET Renewable Power Generation*, Vol. 4, Issue. 6, pp. 473-487, 2010.
- [Cla02] J.A. Clarke, G. Connor, A.D. Grant, C. Johnstone, D. Mackenzie, « Development of a contra-rotating tidal current turbine and analysis of performance » In: *Proceedings of the 7th European Wave and Tidal Energy Conference. EWTEC*, Southampton, 2007.
- [Del01] Nicolas Dellinger, « Instrumentation d'un tunnel hydrodynamique pour la caractérisation de turbines à flux transverse », thèse de Doctorat, Université de Grenoble, Juillet 2011.
- [Dje01] S. Djebarri, J. F. Charpentier, F. Scuiller, M. Benbouzid and S. Guemard, "Rough design of a double-stator axial flux permanent magnet generator for a rim-driven marine current turbine," in *Proceedings of the 2012 IEEE ISIE, Hangzhou (China)*, pp. 1450-1455, May 2012.
- [Dje02] S. Djebarri, J. F. Charpentier, M. Benbouzid, and S. Guemard, "Pré Dimensionnement d'une Machine à Flux Axial à Double Stator pour un Cahier des Charges d'une Hydrolienne à Entraînement Circonférentiel," *EF2011*, Belfort (France), Décembre 2011
- [Dje03] S. Djebarri, J.F. Charpentier, F. Scuiller and M.E.H. Benbouzid, "Génératrice à aimants permanents à flux axial à grand diamètre avec entrefer immergé – Eléments de conception et analyse des performances pour un cahier des charges d'hydrolienne," *European Journal of Electrical Engineering*, vol. 16, n°2, pp. 145-176, 2013.
- [Dje04] S. Djebarri, M.E.H. Benbouzid, J.F. Charpentier and F. Scuiller, 2014, "A Comparative Study of Modular Axial Flux Podded Generators for Marine Current Turbines", *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)*, vol. 7, Issue 1, pp. 30-34.
- [Dro01] Laurent Drouen, « machines électriques intégrées à des hélices marines, Contribution à une modélisation et conception multi-physique », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 15 Décembre 2010.
- [Dro02] L. Drouen, J.F. Charpentier, E. Semail and S. Clenet, "Investigation on the performances of the electrical generator of a rim-driven marine current turbine," in *Proceedings of the 2008 ICOE*, Brest (France), pp. 1-6, October 2008.

- [Dro03] L. Drouen, J.F. Charpentier, E. Semail and S. Clenet, "Modèle analytique intégrant des effets d'extrémité pour le pré-dimensionnement de machines à aimants courtes et à grand entrefer," *Electrotechnique du Future EF2009*, Compiègne, 24-25 Septembre 2009.
- [Dro04] L. Drouen, J.F. Charpentier, E. Semail and S. Clenet, "Modèle analytique de pré-dimensionnement de machines lentes de grand diameter et à grand nombre de pôles," *Electrotechnique du Future EF2007*, Toulouse, 06-07 Septembre 2007.
- [Dub01] Dubois M.R., Polinder H. and Ferreira J.A., "Comparison of generator topologies for direct-drive wind turbines," in *Proceedings of the 2000 NORPIE*, Aalborg (Denmark), pp. 22-26, Juin 2000.
- [Eng01] The Engineering Business Limited, "Stingray Tidal Energy Device - Phase 3", Rapport de « The Engineering Business Ltd », 2005. Disponible sur : [http://tethys.pnnl.gov/sites/default/files/publications/Stingray Tidal Stream Energy Device.pdf](http://tethys.pnnl.gov/sites/default/files/publications/Stingray_Tidal_Stream_Energy_Device.pdf)
- [Fad01] N. Fadli, J. Jennane, J.F. Charpentier and J. Rios-Quesada, 'Semi-Analytical Study of 3 kinds of axial flux PM machine,' *International Journal of applied electromagnetics and mechanics*, vol 19 n°1, pp 299-302, 2004.
- [Fer01] Fergal O'Rourke, Fergal Boyle, Anthony Reynolds, «Tidal Energy Update 2009», *Applied Energy*, Volume 87, Issue 2, Pages 398-409, Février 2010.
- [Fer02] Fergal O'Rourke, Fergal Boyle, Anthony Reynolds, «Marine current energy devices : Current status and possible future application in Ireland», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Volume 14, No 3, Pages 1026-1036, 2010.
- [Fog01] A. Foggia, "méthodes de calcul des inductances de fuites," *Techniques de l'Ingénieur*, D3440.
- [Fra01] P. Fraenkel, "Marine Current Turbines : feedback on experience so far," *Seatech Week*, Brest, CDROM proc., 20-21 oct. 2004.
- [Gel01] C. Gelinas (2005), S. Pellettier, P. Lemieux, L. Azi, "Properties and Processing of SMC improved material," *PM2TEC conference*, Montreal june 2005
- [Gil01] P. Gilson, "Alstom's Tidal In Stream Energy Converter : Demonstration Projetc," *WREC 2011*, Bali, 17 Octobre 2011.
- [Hau01] E. Hau, *Wind-Turbines*, Springer, 2000.
- [Hen01] H. Vanpsompel, P. Sergeant, L. Depré, "Optimized Design Considering the Mass Influence of an Axial Flux Permanent-Magnet Synchronous Generator with Concentrated Windings," *IEEE Transaction on Magnetics*, ISSN 0018-9464, Vol 46, N°12, pp 4101-4101, December 2010.
- [Iqb01] N. I. Khan, T. Iqbal, M. Hinchey, V. Masek, « Performance of Savonius Rotor as Water Current Turbine », *The journal of Ocean Technology*, Vol. 4, No 2, 2009.
- [Jac01] Jacek F. Gieras, Rong-Jie Wang, Maarten J.Kamper, 'Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines', *Ouvrage*, Kluwer Academic Publishers 2004, ISBN:1-4020-2720-6 (e-book).
- [Key01] O. Keysan, A. McDonald, M. Mueller, R. Doherty And M. Hamilton, "C-GEN, a lightweight direct drive generator for marine energy converters," in *Proceedings of the 2010 IET PEMD*, Brighton (UK), pp. 1-6, Avril 2010.
- [Key02] O. Keysan, A.S. McDonald and M. Mueller, "A direct drive permanent magnet generator design for a tidal current turbine (SeaGen)," in *Proceedings of the 2011 IEEE IEMDC*, Niagara Falls (Canada), pp. 224-229, Mai 2011.
- [Kro01] Ø. Krøvel, R. Nilssen, S. E. Skaar, E. Løvli, N. Sandøy, « Design of an Integrated 100kW Permanent Magnet Synchronous Machine in a Prototype Thruster for Ship Propulsion » *ICEM 2004*, pp 6-8, 2004.

- [Kha01] M.J. Khan a, G. Bhuyan, M.T. Iqbal, J.E. Quaicoe, « Hydrokinetic energy conversion systems and assessment of horizontal and vertical axis turbines for river and tidal applications: A technology status review », *applied Energy*, Vol. 86, No. 10, pp 1823-1835, 2009.
- [Lal01] Guillaume Lalande, « Conception d'un Prototype d'Hydrogénérateur à Ailes oscillantes », Mémoire de Master (M.Sc), Université de Laval, Québec, 2010.
- [Li01] H. Li, Z. Chen and H. Polinder, "Optimization of multibrid permanent-magnet wind generator systems" *IEEE. Trans. Energy Conversion*, vol. 24. n°1, pp. 82-92, March 2009.
- [Maj01] Hervé Majastre, Jean-François Daviau, « Les énergies de la mer, Une nouvelle filière industrielle : l'hydroélectricité des courants », *La Revue Maritime*, N°469, Juillet 2004.
- [Mal01] O. Maloberti, G. Krebs, C. Marchand, D. Condamin, L. Kobylanski, E. Bomme, "Modélisation électromagnétique et thermique d'un moteur à flux axial et à aimants permanents," *European Journal of Electrical Engineering*, vol. 14, n°2-3, pp. 183-214, 2011.
- [Mas01] Nicolas Maslov, David Brosset, Christophe Claramunt, Jean-Frédéric Charpentier, "A Geographical-Based Multi-Criteria Approach for Marine Energy Farm Planning," *International Journal of Geo-Information*, Vol n°3, issue 2, pp 781-799, May 2014.
- [Mat01] E. Matagne, « Contributions à la modélisation des dispositifs électromagnétiques en vue de leur optimisation », Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain (Belgique), 1991.
- [McD01] A.S. McDonald, M.A. Mueller and H. Polinder, "Structural mass in direct-drive permanent magnet electrical generators," *IET Renewable Power Generation*, vol. 2, n°1, pp. 3-15, 2008.
- [Mel01] P.H. Mellor, D. Roberts and D.R. Turner, "Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design," *IEE Proceedings-B*, vol. 138, n°5, pp. 205-218, September 1991.
- [Mek01] D. Meeker, *Finite Element Method Magnetic User's Manual*. Version 4.2, November 2009.
- [Mer01] G. Merouge, *Les règles générales de dimensionnement des machines électriques tournantes*, Recueil d'articles des Journées Electrotechniques du club EEA, Construction de machines électriques, Belfort, 25-26 Mars 1993.
- [Mes01] Victor Mester, "Conception optimale Systémique des Composants des Chaînes de traction Electrique", *Thèse de Doctorat*, Ecole Centrale de Lille, Mai 2007.
- [Mes02] V. Mester, F. Gillon, S. Brisset, P. Brochet, "Global Optimal Design of a Wheel Traction Motor by a Systemic Approach of the Electric Drive Train" in proceeding of the IEEE VPPC '06 conference, Windsor, 6-8 sept 2006.
- [Mil01] T. J. E. Miller, M. I. McGilp, D. A. Staton, J. J. Bremner, (1999, March). "Calculation of inductance in permanent-magnet DC motors," *IET Electric Power Applications*, *IEE Proceedings*- Vol. 146, No. 2, pp. 129-137.
- [Mon01] R. H. Moncada, R. A. Rodríguez, J. A. Tapia, & T. M. Jahns, "Axial flux permanent-magnet machine under optimum control strategy for wind power generation," *In IEEE Conference, Electric Machines and Drives IEMDC'09 (Miami, USA)*, pp. 1065-1071 May 2009.
- [Mue01] M.A. Mueller, A.S. McDonald and D.E. Macpherson, "Structural analysis of low-speed axial-flux permanent-magnet machines," *IEE Proc. Electric Power and Applications*, vol. 152, n°6, pp. 1417-1426, November 2005.
- [Mul01] B. Multon, A. Clement, M. Ruellan, J. Seigneurbieux, H. Ben Ahmed, « les Nouvelles Technologies de l'Energie », Hermès Publishing, ISBN 2-7462-1376-1, 2006.
- [Mul02] B. Multon, O. GERGAUD, H. BEN AHMED, X. ROBOAM, S. ASTIER, B. DAKYO, C. NICHITA, « ÉTAT DE L'ART DANS LES AÉROGÉNÉRATEURS ÉLECTRIQUES », Chapitre de livre 'L'électronique de puissance vecteur d'optimisation pour les énergies renouvelables', (2002) pp.97-154.
- [Mul03] E. Muljadi, C. P. Butterfield, Y. Wan, "Axial-Flux Permanent-Magnet Generator with a Toroidal Winding for Wind-Turbine Applications," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 35, n°4, pp. 831-836, July 1999

- [Pel01] E. Pelerin, P. Toulouse, F. Pilorge, « Conception, fabrication et test d'une hydrolienne », Congrès SHF Energies marines renouvelables EMR-2013, Brest 09-10 Octobre 2013.
- [Pol01] H. Polinder, F. F. A. Van der Pijl, G. J. de Vilder, and P. Tavner, « Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines », *IEEE Trans. Energy Conv.*, Vol. 21, pp. 725-733, 2006.
- [Rib01] J. Ribrant and L. Bertling, " Survey of Failures in Wind Power Systems With Focus on Swedish Wind Power Plants During 1997–2005 ," *IEEE Trans. on energy Conversion*, Vol 22 , n° 1, pp 167 - 173, March 2007.
- [Rue01] Jaques Ruer, " l'éolien offshore-Evolutions technologiques et enseignement pour les autres énergies marines ", Congrès SHF Energies marines renouvelables EMR-2013, Brest 09-10 Octobre 2013.
- [Sao01] R. Saou, « Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : machines à double saillance et inversion de flux », Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Novembre 2008.
- [Scu01] F. Scuiller, "Développement d'Outils de Conception de Machines Polyphasées à Aimants Utilisant l'Approche Multi machine", Thèse de Doctorat de ARTS ET METIERS ParisTech, Décembre 2006.
- [Scu02] F. Scuiller, E. Semail and J.F. Charpentier, " General modeling of the windings for multi-phase ac machines ". *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 50, no 03, p. 31102, 2010.
- [Seaflow01] Seaflow, 'Pilot project for the exploitation of marine currents', European commission community research, 2005, EUR 21616.
- [Sha01] Shabana Sheth, Mohammad Shahidehpour, « Tidal Energy in Electric Power Systems » *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, pp 630 – 635, June 2005.
- [Shu01] Shu Hau Lai, « Design Optimization of a Slotless Brushless Permanent Magnet DC Motor with Helically-Wound Laminations for Underwater Rim-Driven Thrusters » Thèse de Doctorat University of Southampton, 2006.
- [Slo01] J. G. SLOOTWEG, S. W. H. DE HAAN, H. POLINDER, "General model for representing variable speed wind turbines in power system dynamics simulations," *Power Systems*, *IEEE Transactions on*, vol. 18, no 1, p. 144-151, 2003.
- [Sie01] Siemens SWT-6.0-154 6MW, Technical Report. Disponible sur : [http://www.swe.siemens.com/spain/web/es/energy/energias\\_renovables/eolica/Documents/6MW\\_direct\\_drive\\_offshore\\_wind\\_turbine.pdf](http://www.swe.siemens.com/spain/web/es/energy/energias_renovables/eolica/Documents/6MW_direct_drive_offshore_wind_turbine.pdf) (consulté en December 2013).
- [Sit01] Site internet : <http://www.lhup.edu/~dsimanek/scenario/img008.gif>, consulté en mai 2014.
- [Sit02] Site internet : <http://www.shom.fr/les-activites/activites-scientifiques/maree-etcourants/marees/predicteur-de-maree/>, consulté en mai 2014.
- [Sit03] Site internet : <http://www.opentelemac.org/>, consulté en mai 2014.
- [Sit04] Site internet : <http://www.je-comprends-enfin.fr/index.php?/Eau-ondes-tmouvement/eau-terre-lune-soleil-et-marees/id-menu-14.html>, consulté en Mai 2014.
- [Sit05] Site internet : [http://www.ifremer.fr/demf/energy\\_fre.html](http://www.ifremer.fr/demf/energy_fre.html), consulté en mai 2014.
- [Sit06] Site internet <http://tpe.energiesdelamer.free.fr/maremotrice.html>, consulté en mai 2014.
- [Sit07] Site internet : <http://www.flumill.com>, consulté en Juin 2014.
- [Sit08] Site internet : <http://www.emec.org.uk>, consulté en mai 2014.
- [Sit09] Site internet : <http://minesto.com> , consulté en mai 2014.
- [Sit10] Site internet : <http://www.energieplus-lesite.be>, consulté en Juin 2014.

- [Ros01] N. Rostami, M.R Feyzi, J. Pyrhonen, A. Parviainen and M. Niemela, "Lumped-parameter thermal model for axial flux permanent magnet machines," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 49, n°3, pp. 1178-1184, March 2013.
- [Ter01] Laurent Terme, Nicolas Gerard, « Parc Hydrolien EDF de Paimpol-Bréhat : Premières Réalisations et Préparation du Raccordement au Réseau de la Première Ferme Hydrolienne en France », Congrès SHF Energies marines renouvelables EMR-2013, Brest 09-10 Octobre 2013.
- [Tuo01] Paul M. Tuohy, "Development of Canned Line-start Rim-driven Electric Machines," thèse de doctorat University of Manchester, 2011.
- [Wil01] K. Wilson, "IHI's contra-rotating prop system for VLCC's," *Diesel & Gas Turbine Worldwide*, vol. XXV, no. 2, pp. 32-34, Mar. 1993.
- [Yak01] Alesey Yu. Yakovlov, Marat A. Sokolov, Nkolay V. Marinich, "Numerical Design and Experimental Verification of a Rim-Driven Thruster," Second International Symposium on Marine Propulsors SMP'11, Hamburg, Germany, June 2011.
- [Zho01] Z. Zhou, F. Scuiller, J.F. Charpentier, M.E.H. Benbouzid and T. Tang, "Power Control of a Nonpitchable PMSG-Based Marine Current Turbine at Overrated Current speed With Flux-Weakeninig Strategy," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Vol PP, Issue 99, Octobre 2014.
- [Zho02] Z. Zhou, F. Scuiller, J.F. Charpentier, M.E.H. Benbouzid and T. Tang, "An Up-to-Date Review of Large Marine Tidal Current Turbine Technologies," *In IEEE Power Electronics and Application Conference* (Shanghai), China, November 2014.