

Thèse de Doctorat

Nacereddine HARKATI

*Mémoire présenté en vue de l'obtention du
grade de Docteur de l'Université de Nantes
sous le label de L'Université Nantes Angers Le Mans*

École doctorale : ED 503 STIM

Discipline : Electronique et Génie Electrique
Spécialité : Génie Electrique
Unité de recherche : IREENA

Soutenue le 08 Octobre 2015

Modélisation et conception de génératrices lentes pour hydrolienne

JURY

Président du jury : **Abdelmounaïm TOUNZI**
Rapporteurs : **Noureddine TAKORABET**
Carole HENAU
Directeur de Thèse : **Mohammed El Hadi ZAÏM**
Co-directeur de Thèse : **Jean-Frédéric CHARPENTIER**
Encadrant : **Luc MOREAU**
Invité : **Erwan BOIVENT**

Professeur des universités, Université de Lille
Professeur des universités, Université de Lorraine
Professeur des universités, INP-Toulouse
Professeur des universités, Polytech'Nantes
Maître de conférences titulaire d'une HDR, Ecole Navale
Maître de conférences, Polytech'Nantes
Ingénieur, ALSTOM Hydro (Nantes)

Remerciements

Je voulais exprimer ma gratitude envers toutes les personnes qui ont contribué à l'aboutissement de cette thèse. Je tiens à adresser en premier lieu mes remerciements à mon directeur de thèse Mohammed El Hadi ZAÏM, Professeur des Universités à Polytech'Nantes, pour ses précieux conseils et échanges tant sur des aspects scientifiques qu'humains.

Je tiens également à remercier mon co-directeur Jean-Frédéric CHARPENTIER, Maître de Conférences à l'Ecole Navale de Brest, qui a grandement participé à l'avancement de mes travaux de recherche ainsi que ces qualités humaines, Merci sincèrement.

Je remercie Luc MOREAU, Maître de conférences à Polytech'Nantes, pour son encadrement, ses conseils et ses précieuses remarques.

Je souhaiterais également présenter toute ma gratitude aux membres du jury :

- M. Abdelmounaïm TOUNZI, Professeur des Universités à l'Université de Lille, qui nous a fait l'honneur de présider le jury.
- Mme. Carole HENAU, Professeur des Universités à l'INP-Toulouse, pour avoir pris le temps de lire mon manuscrit afin d'établir un rapport détaillé.
- M. Noureddine TAKORABET, Professeur des universités à l'Université de Lorraine, qui a accepté la charge de rapporteur.
- M. Erwan BOIVENT, Ingénieur à ALSTOM Hydro (Nantes), pour les discussions que nous avons échangées tout au long de la thèse.

Mes remerciements s'adressent particulièrement à mes chers amis Ahemd et Esseddik qui m'ont encouragé et soutenu dans mes moments les plus difficiles et pour tous les moments fraternels que nous avons passés ensemble.

Un grand merci à tous les doctorants, les permanents et aux personnels du laboratoire IREENA.

Je voudrais ajouter mes remerciements à toute ma famille ; merci à ma mère et mon père, qui ont toujours cru en moi et qui m'ont toujours poussé à poursuivre mes études ; si j'en suis là c'est grâce à vous.

Enfin, je remercie du fond du cœur mon épouse Ryma pour sa patience et son soutien durant cette aventure. Merci pour l'attention qu'elle me porte, c'est grâce à elle que j'ai pu aller au bout. Encore merci pour tout.

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I Etat de l'art	3
I.1 Introduction	5
I.2 Energies Marines Renouvelables (EMR)	5
I.3 Systèmes de conversion de l'énergie hydrolenne.....	8
I.3.1 Principe.....	8
I.3.2 Ressource d'énergie hydrolenne	8
I.3.3 Approches technologiques	9
I.3.3.1 Topologie de la turbine	11
I.3.3.2 Utilisation d'une boîte de vitesse	12
I.3.3.3 Utilisation de mécanismes d'orientation de la nacelle et de contrôle de pas ...	12
I.3.3.4 Génératrices.....	13
I.4 Génératrices pour l'application hydrolenne.....	13
I.4.1 Machines asynchrones.....	14
I.4.2 Machines synchrones à aimants permanents (MSAP)	14
I.4.2.1 Machines à aimants permanents à flux radial (RFPM)	15
I.4.2.2 Machines à aimants permanents à flux axial (AFPM)	16
I.4.2.3 Machines à aimants permanents à flux transverse (TFPM)	16
I.4.3 Choix du type de machine	17
I.5 Conclusion.....	18
Chapitre II Définition et modélisation du concept DSPM à plots dentés	19
II.1 Introduction	23
II.2 Machine à réluctance variable à plots dentés -DSPM.....	23
II.2.1 Présentation de la structure DSPM à plots dentés	25
II.2.2 Principe de fonctionnement.....	26
II.3 Modèle numérique de la structure DSPM	29
II.3.1 Définition des paramètres.....	31
II.3.2 Création de la géométrie	32
II.3.3 Définition des zones et attribution des matériaux	32
II.3.3.1 Zone ferromagnétique	33
II.3.3.2 Zone amagnétique	34
II.3.3.3 Zone des aimants permanents:	34
II.3.3.4 Zone des courants.....	35

II.3.4	Conditions aux limites.....	35
II.3.5	Création du maillage de la structure.....	36
II.3.6	Formulation et équations de la résolution magnétique.....	37
II.3.6.1	Calcul du potentiel vecteur A.....	37
II.3.6.2	Calcul du flux magnétique	37
II.3.6.3	Calcul de l'induction magnétique.....	37
II.4	Principe de la conversion d'énergie	38
II.4.1	Energie et Coénergie	38
II.4.2	Cycle énergétique et ratio d'énergie.....	39
II.4.3	Effet de la saturation magnétique sur le ratio d'énergie.....	40
II.4.4	Calcul du couple électromagnétique	41
II.4.4.1	Méthode du tenseur de Maxwell	41
II.4.4.2	Travaux virtuels.....	42
II.5	Modes de fonctionnement de la DSPM	42
II.5.1	Fonctionnement à vide	42
II.5.2	Fonctionnement en charge.....	44
II.6	Conclusion.....	46

Chapitre III Dimensionnement optimal de la DSPM avec prise en compte du convertisseur statique

III.1	Introduction	49
III.2	Critères de dimensionnement.....	49
III.3	Méthodologie d'optimisation.....	51
III.3.1	Étude paramétrique	53
III.3.1.1	Influence de la forme des petites dents trapézoïdales	54
III.3.1.2	Influence de la géométrie des aimants	56
III.3.1.3	Influence de la géométrie de la culasse rotorique	57
III.3.1.4	Influence de l'angle d'ouverture de l'encoche.....	58
III.3.1.5	Synthèse de l'étude paramétrique.....	58
III.3.2	Optimisation globale	59
III.3.2.1	Comparaison de 3 configurations typiques	61
III.4	Conclusion.....	65

Chapitre IV Fonctionnement à vitesse variable de l'ensemble machine-convertisseur

IV.1	Introduction.....	69
IV.2	Production de l'énergie hydrolienne	69
IV.2.1	Caractéristiques spécifiques liées à l'application hydrolienne	71
IV.3	Modèle externe de la machine.....	72
IV.3.1	Equations électriques	72
IV.3.2	Equation électromécanique	73

IV.4	Stratégies de contrôle.....	74
IV.4.1	DSPM excitée par des courants carrés	74
IV.4.2	Commande par des courants sinusoïdaux	78
IV.4.2.1	Principe de fonctionnement en régime de défluxage.....	81
IV.4.2.2	Comparaison des caractéristiques couple vitesse et puissance vitesse.....	83
IV.5	Conclusion	86
Conclusion générale		87

Introduction générale

Parmi les technologies d'énergies renouvelables, les systèmes de production d'énergies marines renouvelables (EMR) sont en plein développement et sont prêts à contribuer de façon significative au mix énergétique européen grâce à la richesse des ressources disponibles. Les systèmes hydroliens font partie de ces nouvelles technologies. Ils permettent de capter l'énergie cinétique des courants marins et de la convertir en énergie électrique par une génératrice. La France et le Royaume-Uni détiennent l'essentiel du potentiel hydrolien en Europe. Cependant, l'énergie hydrolienne en France commence tout juste à être exploitée. Les gisements hydroliens à haut potentiel sont très localisés et proches des côtes (raz Blanchard, raz Barfleur dans le Cotentin et Fromveur en Bretagne) où le courant de marée maximal dépasse 3m/s [BOY 13]. L'exploitation de ce potentiel énergétique renouvelable rencontre des problèmes techniques et économiques notamment au niveau de l'installation et de la maintenance des équipements dans un environnement marin. La fiabilité, la fréquence des opérations de maintenance et la robustesse sont donc des points clés pour le développement des systèmes hydroliens.

Les travaux de recherche proposés dans cette thèse s'insèrent dans le cadre d'un projet de recherche à échelle régionale nommé «*Hydrol 44*». Ce projet pluridisciplinaire qui regroupe plusieurs acteurs académiques et industriels du grand ouest est soutenu et financé par la région Pays de la Loire et vise à lever des verrous technologiques relatifs à la technologie hydrolienne.

Le projet «*Hydrol 44*» s'intéresse en particulier à la problématique de maintenance des fermes hydroliennes. Les travaux de thèse que nous présentons font partie du premier work package (WP1). Ce dernier concerne la conception d'une génératrice d'hydrolienne innovante, robuste adaptée aux spécificités et contraintes de l'hydrolien. Les travaux que nous présentons font l'objet d'une collaboration entre les deux laboratoires, IREENA (Saint-Nazaire) et IRENav (Brest). Le mémoire se concentre sur le développement, la modélisation et l'optimisation d'une génératrice lente à aimants permanents avec un rotor passif (*Doubly Salient Permanent Magnet "DSPM"*). Cette structure présente en effet, *a priori*, des avantages en termes de compacité et de robustesse qui pourrait la rendre attractive pour l'application hydrolienne.

Le mémoire présenté est scindé en quatre chapitres.

Au premier chapitre, nous abordons les principes, les approches technologiques et les principaux types de machines électriques utilisées dans un système hydrolén. Il est mis en évidence que le choix d'une technologie avec le minimum de mécanismes exigeants en maintenance, permet de simplifier la chaîne électromécanique de conversion d'énergie. En particulier l'élimination de la boîte de vitesse et l'utilisation de génératrices lentes à attaque directe semble une solution particulièrement intéressante. Les machines à aimants permanents compactes semblent alors les plus appropriées dans ce contexte.

C'est pourquoi, dans le deuxième chapitre, nous nous intéresserons à la possibilité d'utiliser une machine synchrone à aimants non conventionnelle particulière que nous appellerons DSPM dans la suite du document. Cette structure de machine présente des avantages supplémentaires en termes de robustesse et de simplicité. En effet, la DSPM à plots dentés avec un grand nombre de dents rotoriques permet un fonctionnement à basse vitesse. Nous nous consacrerons par la suite au développement d'un modèle électromagnétique de cette machine par éléments finis à l'aide des outils de calcul (Matlab et FEMM). Ce modèle fournit l'évolution, dans chaque partie de la machine, des grandeurs électromagnétiques en fonction des paramètres structuraux et physiques du système. Il permet d'analyser le fonctionnement de la génératrice et de déterminer ses performances.

Dans le chapitre trois, nous utilisons le modèle électromagnétique développé dans le deuxième chapitre pour mettre en place une méthodologie de dimensionnement optimal de l'ensemble machine-convertisseur pour un cahier des charges donné. On cherche ainsi à maximiser la compacité (couple massique) et minimiser la puissance apparente mise en jeu dans l'ensemble machine-convertisseur. Dans un premier temps, nous analysons l'influence des paramètres géométriques de la DSPM séparément tels que la forme des dents, la hauteur d'aimant ou encore l'ouverture d'encoche. Un procédé d'optimisation sera effectué dans un deuxième temps pour trouver les combinaisons des paramètres dimensionnant la DSPM (dans un volume fixe) qui donnent un compromis entre la maximisation du couple massique et la minimisation du dimensionnement du convertisseur.

Enfin dans le quatrième et dernier chapitre, nous nous intéresserons à l'association de la machine au convertisseur et à sa commande. Cette association permet de maximiser l'énergie extraite par un fonctionnement à vitesse variable en limitant le surdimensionnement de la chaîne électrique. Ce mode de fonctionnement nécessite de contrôler et de limiter la puissance électrique lorsque les courants de marées dépassent une valeur dite nominale pour laquelle l'ensemble machine-convertisseur atteint la puissance pour laquelle il est dimensionné (puissance nominale). Cette limitation de puissance peut par exemple être obtenue avec une turbine à pas fixe par des opérations en survitesse de type défluxage, tout en respectant les contraintes électriques (courant et tension) liées au convertisseur statique. C'est pourquoi la DSPM étudiée est comparée en termes de vitesse nominale et de plage de défluxage par rapport à des machines équivalentes plus classiques à pôles lisses et à pôles saillants.

Chapitre I

Etat de l'art

Chapitre I Etat de l'art	3
I.1 Introduction	5
I.2 Energies Marines Renouvelables (EMR)	5
I.3 Systèmes de conversion de l'énergie hydrolienne.....	8
I.3.1 Principe.....	8
I.3.2 Ressource d'énergie hydrolienne	8
I.3.3 Approches technologiques	9
I.3.3.1 Topologie de la turbine	11
I.3.3.2 Utilisation d'une boîte de vitesse	12
I.3.3.3 Utilisation de mécanismes d'orientation de la nacelle et de contrôle de pas ...	12
I.3.3.4 Génératrices.....	13
I.4 Génératrices pour l'application hydrolienne.....	13
I.4.1 Machines asynchrones.....	14
I.4.2 Machines synchrones à aimants permanents (MSAP)	14
I.4.2.1 Machines à aimants permanents à flux radial (RFPM)	15
I.4.2.2 Machines à aimants permanents à flux axial (AFPM)	16
I.4.2.3 Machines à aimants permanents à flux transverse (TFPM)	16
I.4.3 Choix du type de machine	17
I.5 Conclusion.....	18

Liste des figures

<i>Figure I-1 : Usine marémotrice de la Rance</i>	<i>5</i>
<i>Figure I-2 : Éoliennes offshore Haliade 150-6MW</i>	<i>6</i>
<i>Figure I-3 : Hydrolienne OpenHydro 500kW</i>	<i>7</i>
<i>Figure I-4 : Structure d'houlomoteur Pelamis 750 kW</i>	<i>7</i>
<i>Figure I-5 : Vitesse moyenne des courants de marée en Bretagne (2009) [PRE 10]</i>	<i>9</i>
<i>Figure I-6 : Vitesse des courants de marée à Penmarc'h en 2010[HAO 14].....</i>	<i>9</i>
<i>Figure I-7 : Principaux concepts hydroliennes [SCH]</i>	<i>10</i>
<i>Figure I-8 : Types de génératrices de 25 hydroliennes industrielles [IRE 14].....</i>	<i>13</i>
<i>Figure I-9 : Chaîne de conversion d'énergie d'un système hydrolien/éolien avec une MADA</i>	<i>14</i>
<i>Figure I-10 : Chaîne de conversion d'énergie d'un système hydrolien à entraînement direct avec une MSAP...</i>	<i>15</i>
<i>Figure I-11 : Machine à flux radial (RFPM) [DUB 04]</i>	<i>15</i>
<i>Figure I-12 : Différentes configurations du rotor de la RFPM</i>	<i>16</i>
<i>Figure I-13 : Machine à flux axial multistack (AFPM) [PAR 05]</i>	<i>16</i>
<i>Figure I-14 : Machine à flux transverse (TFPM) [KAS 02]</i>	<i>17</i>

I.1 Introduction

Les technologies conventionnelles de production de l'électricité dépendent principalement des carburants fossiles et ont des impacts négatifs sur l'environnement. Avec la hausse des prix du pétrole et des ressources limitées à l'avenir, le développement des énergies renouvelables est nécessaire afin de sortir de la dépendance aux énergies fossiles et de réduire les émissions de gaz à effet de serre [MAN 09]. De nombreux pays ont pour objectifs d'augmenter la part de la production d'électricité à partir de différents types de sources d'énergies renouvelables pour diversifier le mix énergétique. L'énergie éolienne et l'énergie solaire ont été développées au cours des dernières décennies. Depuis une dizaine d'années, des entreprises industrielles et des institutions de recherche s'intéressent à la possibilité d'exploiter l'énergie à partir de ressources marines. L'énergie hydrolienne est l'une de ces nouvelles technologies de production d'énergie électrique à partir de l'environnement marin [HAM 13].

Dans ce chapitre nous présentons un état de l'art des systèmes hydroliens. La première partie aborde le principe et les solutions technologiques d'un système hydrolien. La seconde partie rappelle brièvement les différents types des génératrices pouvant être utilisées dans de telles applications.

I.2 Energies Marines Renouvelables (EMR)

Parmi les énergies renouvelables, le secteur des énergies marines renouvelables, dites EMR, est en cours de développement. Les EMR représentent l'ensemble des énergies pouvant être exploitées au niveau de l'océan. Dans ce secteur on distingue quatre filières majeures:

- **L'énergie marémotrice** est la première filière des EMR exploitée industriellement, elle est donc une technologie mature et bien maîtrisée techniquement [PAN 12]. Son principe repose sur l'exploitation de l'énergie potentielle liée à la différence du niveau d'eau entre la marée haute et la marée basse (marnage). Cela est fait grâce à une infrastructure qui met en œuvre des turbines actionnées par le flux d'eau de mer entre deux bassins séparés par un barrage. L'énergie extraite est parfaitement prédictible mais peu de sites sont favorables à l'implantation de ce type d'installations qui induit en plus un fort impact environnemental [ROS 97] ; les perspectives de développement sont donc très limitées.

L'usine de la Rance en France (mise en service en 1966 avec une capacité de 240 MW) est un exemple d'exploitation de l'énergie marémotrice (Figure I-1).



Figure I-1 : Usine marémotrice de la Rance

- **Les éoliennes en mer ou offshore** sont basées sur le même principe que les éoliennes terrestres. Les machines sont installées en mer où le vent est plus fort et plus régulier (Figure I-2). Les éoliennes offshore peuvent atteindre des puissances unitaires allant jusqu'à 10MW (SeaTitan [SEA 12] et SWAY ST10 [SWA 12]), leur implantation sur le fond marin est critique puisqu'elles doivent être très robustes afin de résister aux conditions marines difficiles. Les éoliennes offshore sont le plus souvent rassemblées dans un parc comportant plusieurs dizaines d'éoliennes.

Un parc éolien offshore est par exemple en cours d'installation près de la ville de Saint-Nazaire, à 12 km des côtes et s'étendra sur une surface de 78 km². Il s'agit d'un parc de 80 éoliennes (Haliade 150-6MW) pour une puissance totale de 480 MW [ALS 15].



Figure I-2 : Éoliennes offshore Haliade 150-6MW

- **Les hydroliennes** exploitent l'énergie cinétique des courants marins pour faire tourner une turbine sous-marine. Il s'agit donc d'extraire l'énergie cinétique d'un fluide en mouvement comme pour une éolienne. Les hydroliennes sont installées généralement près des côtes où les courants marins sont liés principalement aux marées. Dans ce cas l'énergie produite est au premier ordre prédictible. A l'image des fermes éoliennes offshore, les hydroliennes sont prévues d'être déployées sous forme de parcs à l'échelle commerciale. Il existe plusieurs projets d'hydroliennes à travers le monde, la plupart sont encore en phase d'études et différents prototypes ont été testés à des stades plus ou moins avancées. Seuls quelques projets se rapprochent du déploiement commercial.

Les premières installations hydroliennes en France sont prévues dans les régions de Basse Normandie et en Bretagne. La figure I-3 présente l'hydrolienne OpenHydro qui est en cours de test à une quarantaine de mètres de profondeur dans le parc hydrolien de Paimpol-Bréhat [EDF].

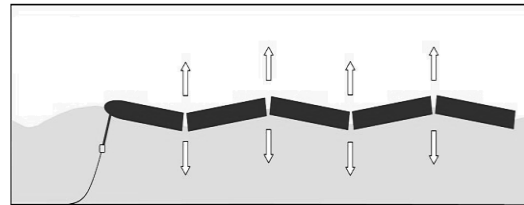
- **Les systèmes houlomoteurs** sont des dispositifs qui exploitent l'énergie liée au mouvement de la surface de la mer (houle ou vagues). De nombreux concepts sont proposés (colonnes, bouées, flotteurs...) et le principe de fonctionnement varie d'un système à un autre. Un des systèmes les plus connus pour récupérer l'énergie houlomotrice est proposé par le projet Pelamis installé au large de la côte portugaise (Figure I-5-a) [PEL 10]. Il s'agit d'un ensemble de cylindres articulés flottants ancrés à une extrémité au fond marin. Le système va ainsi s'aligner face à la houle (Figure I-5-b). La chaîne oscille sur la surface de l'eau sous l'action des vagues et l'énergie mécanique d'oscillation provoquée par la houle peut ainsi être convertie en énergie électrique via un mécanisme hydraulique qui entraîne un alternateur.



Figure I-3 : Hydrolienne OpenHydro 500kW



(a)



(b)

Figure I-4 : Structure du système houlomoteur « Pelamis 750 kW »

D'autres technologies de production des EMR font l'objet d'études et de tests (énergie thermique des mers, énergie pouvant être extraite à partir des différences de salinité par procédé osmotique, biomasse marine, etc....) mais elles ne sont pas assez rentables pour concurrencer sérieusement les moyens utilisés habituellement pour produire de l'électricité. Elles nécessitent en effet de lourds investissements et elles ont un faible rendement limitant leur exploitation industrielle.

Le principal défi de la plupart des technologies des EMR est donc de réduire les coûts et d'améliorer la fiabilité et les performances des systèmes.

Parmi ces technologies de production des EMR, les hydroliennes présentent plusieurs avantages :

- Elles permettent l'exploitation d'un potentiel énergétique élevé disponible et pas trop loin des côtes.
- La ressource hydrolienne possède un caractère régulier et a l'avantage d'être plus prévisible que les ressources éoliennes offshore ou des vagues ; les valeurs des courants de marée sont, en premier ordre, indépendantes de la météo. Ceci pourrait potentiellement conduire à la réduction des coûts et à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique produite.
- L'impact visuel et sur les usages est faible, puisque les turbines sont généralement déposées au fond des mers.

En revanche, la filière hydrolienne rencontre des contraintes techniques liées à l'installation, aux opérations et à la maintenance de systèmes sous-marins localisés sur des sites où les conditions de mer défavorables (liées aux courants marins et à la météorologie) peuvent souvent rendre les interventions délicates. Le déploiement des machines peut également être limité par le faible nombre de sites à haut potentiel et des aspects réglementaires liés à des conflits d'usages (navigation, pêche...). La partie suivante décrit le principe et les approches technologiques d'un système hydrolien.

I.3 Systèmes de conversion de l'énergie hydrolienne

I.3.1 Principe

Une hydrolienne permet de récupérer l'énergie cinétique des courants marins pour faire tourner une turbine. La puissance mécanique théorique que la turbine peut extraire d'un fluide en mouvement est proportionnelle au cube de la vitesse V , à la masse volumique du fluide ρ , et à la section balayée par la turbine, S selon la formule (I.1). C_p est ici le coefficient de puissance qui représente la part de la puissance cinétique traversant S qui est récupérée.

$$P = \frac{1}{2} C_p \cdot \rho S V^3 \quad (\text{I.1})$$

Le maximum théorique de puissance récupérable est de 59.3% de la puissance cinétique (limite de Betz) [BET 20]. En réalité les meilleures turbines ne dépassent pas les 70-80% de la limite de Betz, Ceci réduit les valeurs maximales du coefficient de puissance, C_p , à des valeurs comprises entre 0,4 et 0,5 [MUL 13].

La turbine d'une hydrolienne offre une compacité plus élevée qu'une turbine éolienne. Pour une surface balayée égale et avec le même coefficient de puissance C_p , Le rapport des puissances extraites est égal à $r = (\rho_{\text{eau}} V_{\text{eau}}^3) / (\rho_{\text{air}} V_{\text{air}}^3)$. En considérant par exemple les conditions typiques suivantes : 2 m/s et 1000 kg/m³ pour l'eau et 10 m/s et 1.2 kg/m³ pour l'air, la turbine hydrolienne produit une puissance presque 7 fois plus grande que la turbine éolienne. De manière duale ceci conduit à des dimensions réduites pour la turbine hydrolienne pour une puissance donnée. Le diamètre des pales de l'hydrolienne sera environ trois fois plus petit que celui d'une éolienne en considérant les conditions précédentes. Un système hydrolien nécessitera donc a priori des équipements (infrastructures) plus légers et moins coûteux.

I.3.2 Ressource d'énergie hydrolienne

Comparés aux éoliennes, les sites appropriés à l'installation d'hydroliennes sont limités. Un site économiquement rentable doit avoir des vitesses de pointe des courants de marée supérieures à 2-2.5 m/sec, ce qui ne peut être trouvé qu'à des endroits spécifiques, tels que certains détroits et les environs de certains caps [FRA 06]. La sélection de la zone d'implantation du système hydrolien est faite sur des critères liés à la ressource moyenne annuelle, aux occurrences des perturbations (houle par exemple) et aux possibilités d'implantation et d'intervention. La figure I-5 présente une carte de distribution de la vitesse moyenne des courants de marée en Bretagne.

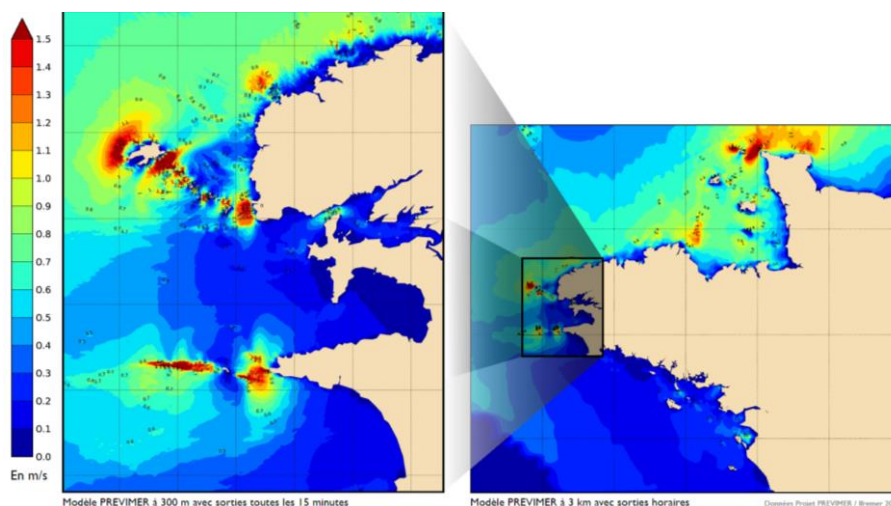


Figure I-5 : Vitesse moyenne des courants de marée en Bretagne (2009) [PRE 10]

La vitesse des courants de marée est une fonction périodique du temps, son maximum dépend du coefficient de marée. La direction des courants est souvent orientée selon un axe principal (flot dans un sens et jusant dans l'autre) mais sur certains sites, la direction des courants peut être fortement variable [BOU 03]. La Figure I-5 montre la vitesse de marée sur un site près de la pointe de Penmarc'h, en France, pour l'ensemble de l'année, et au cours de Septembre 2010. La vitesse des courants est alors calculée selon un axe principal (positif et négatif) en utilisant la méthode proposée par le SHOM dans ses atlas de courants de marées (Service Hydrographique et Océanographique de la Marine) [HAO 14, SHOM].

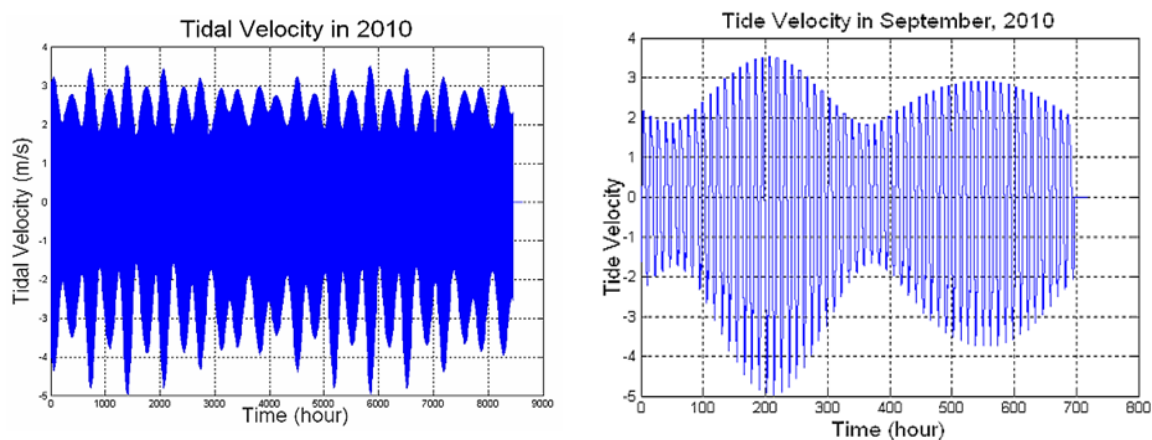


Figure I-6 : Vitesse des courants de marée à Penmarc'h en 2010[HAO 14]

I.3.3 Approches technologiques

Les systèmes hydroliens sont dans les premières étapes de leur déploiement industriel. Les premiers systèmes hydroliens sont largement similaires à des éoliennes immergées. La plupart des technologies d'hydrolienne utilisent des configurations similaires à celles utilisées dans les éoliennes afin de bénéficier des nombreuses années d'expérience opérationnelle dans l'industrie éolienne. Plusieurs autres concepts sont en phase de développement mais semblent moins intéressants. La figure I-7 présente les principaux concepts qui sont utilisés dans les projets hydroliens. Le système doit alors être placé sur un support qui peut être ancré ou flottant. La figure I-8 présente différents types de supports pouvant être utilisés selon les conditions d'opération.

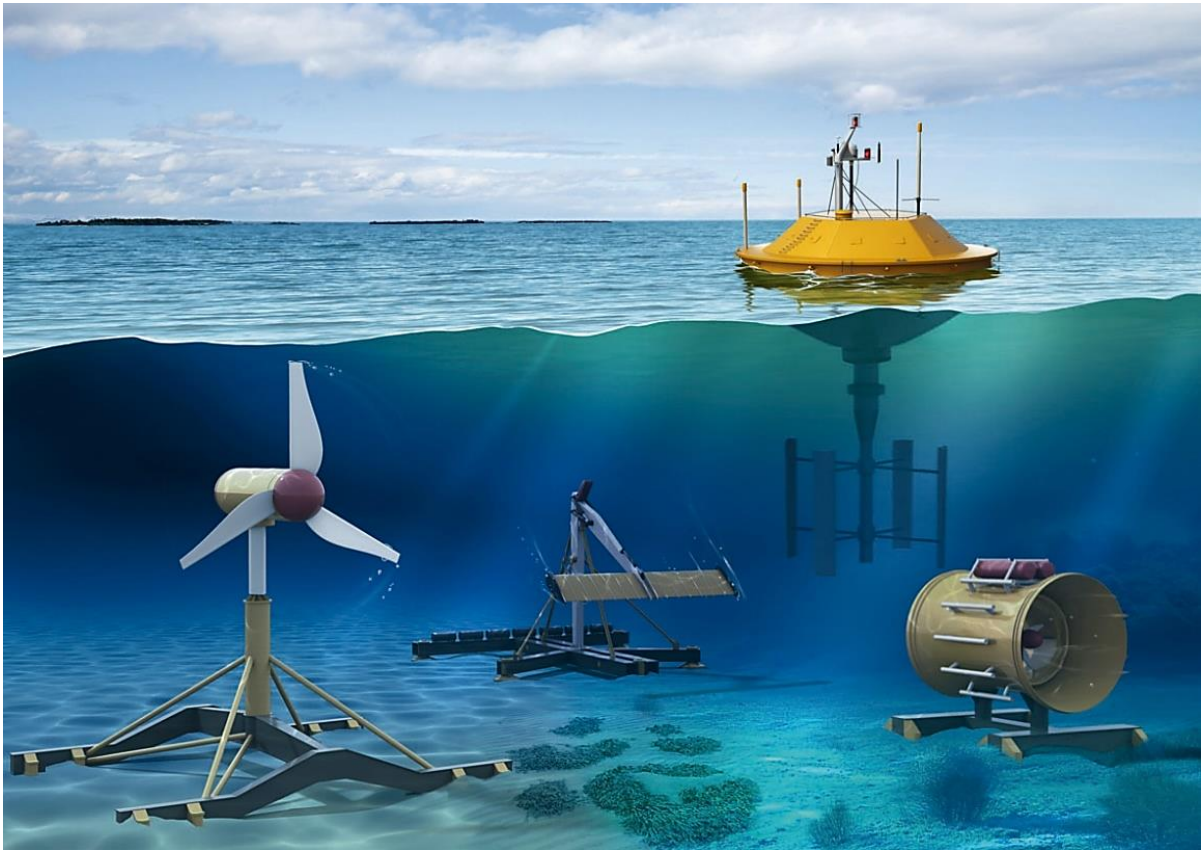


Figure I-7 : Principaux concepts d'hydroliennes [SCH]

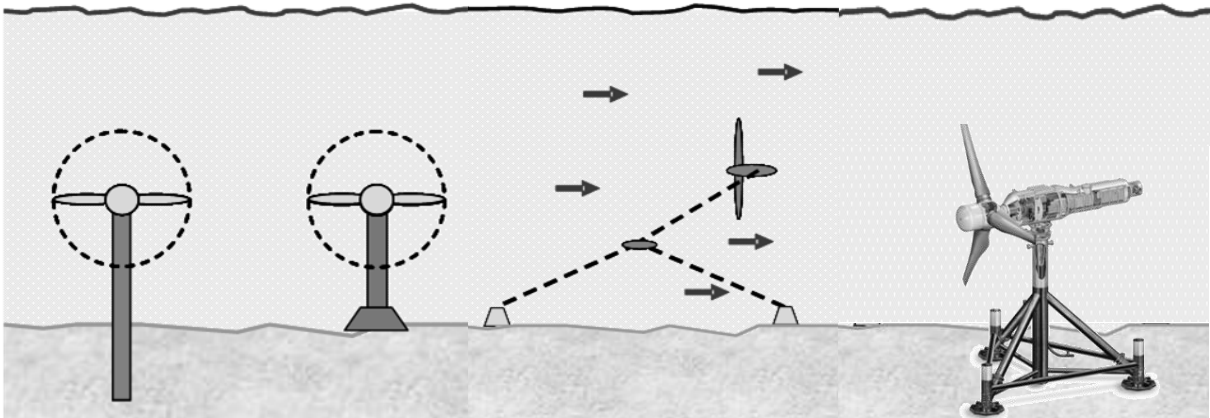


Figure I-8 : Structures de support

Comme dans le cas éolien, la chaîne d'énergie d'un système hydrolien se compose typiquement d'une: turbine, d'un multiplicateur (ou non si le système est à entraînement direct), d'une génératrice, d'un convertisseur de puissance (figure I-9). La machine peut éventuellement comporter des mécanismes d'orientation face à la direction du fluide (*yaw system*) afin d'optimiser la production ou encore un frein pour immobiliser la turbine.

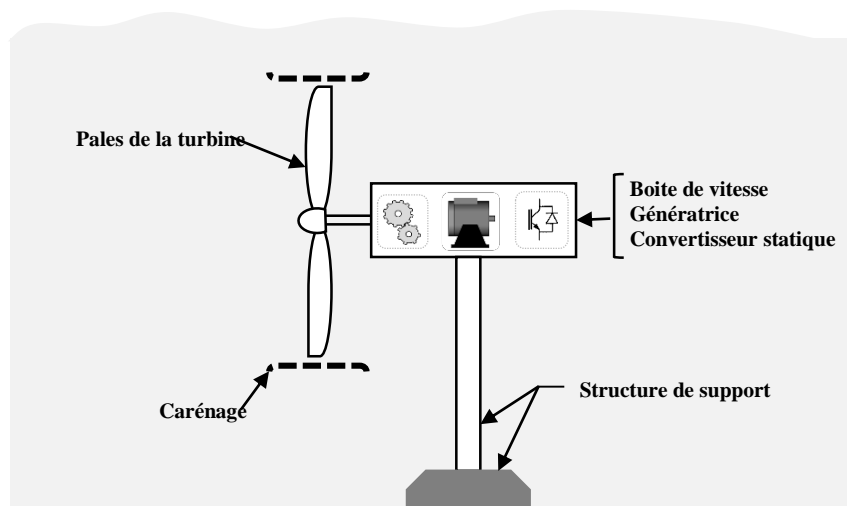


Figure I-9 : Eléments d'un system hydrolien

I.3.3.1 Topologie de la turbine

Les hydroliennes sont généralement classées selon le type de turbine, on distingue :

- **Des turbines à axe vertical** : l'axe de rotation est positionné perpendiculairement au flux des courants de marée. Ces turbines peuvent '*a priori*' fonctionner dans toutes les directions d'écoulement des courants sans réorientation. Grâce à leurs géométries, elles peuvent être installées dans des sites peu profonds [EDI 06].

- **Les turbines à axe horizontal** : ce sont les plus étudiées et les plus testées [KHA 09]. Elles sont constituées d'une hélice avec un axe de rotation horizontal orienté parallèlement à l'écoulement des courants marins. Cette turbine peut être à pas fixe, ce qui améliore sa robustesse ou comporter un système de pas variable (système dit de « pitch control »), ce qui permet un contrôle plus aisé du système pour les forts courants. Il existe une variété d'options topologiques. Les pales peuvent être à extrémité libre ou entourée d'un carénage. Il existe également des systèmes où la génératrice est localisée dans le carénage autour de l'hélice (systèmes dits *Rim Driven*). L'utilisation d'un carénage permet de limiter les effets de bouts de pales, de redresser l'écoulement et de concentrer le débit ce qui augmente l'efficacité du système. On peut noter que ces carènes peuvent être appliquées soit à des turbines à axe vertical ou horizontal. Cependant l'utilisation d'un carénage implique d'ajouter à la turbine une structure volumineuse et augmente les forces de trainée du système.

La figure I-10 présente, à titre d'exemple un prototype de turbine à axe vertical caréné qui permet d'augmenter significativement les performances de la turbine [KIR 05].

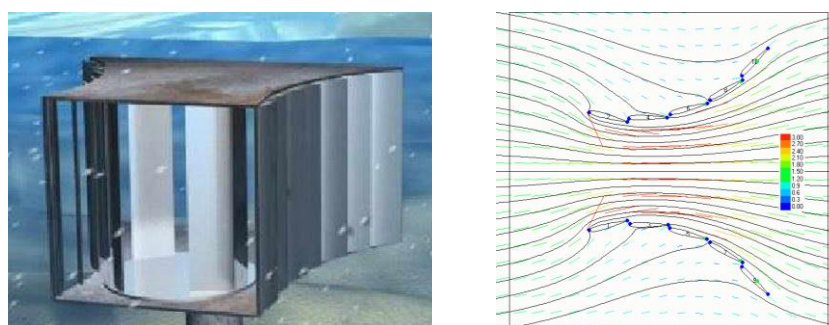


Figure I-10 : Turbine carénée DHVT Tidal Energy Ltd [TID]

Dans les systèmes carénés de type *Rim Driven*, la génératrice est intégrée directement dans une tuyère qui entoure la turbine. L'hélice de la turbine porte alors à sa périphérie les parties actives du rotor de la génératrice. Le maintien tant radial qu'axial de la machine nécessite des paliers magnétiques et/ou hydrodynamiques situés dans l'entrefer. Ce concept a été adopté par la société OpenHydro choisie par EDF pour fournir les turbines du site de Paimpol-Bréhat (Figure I-11).

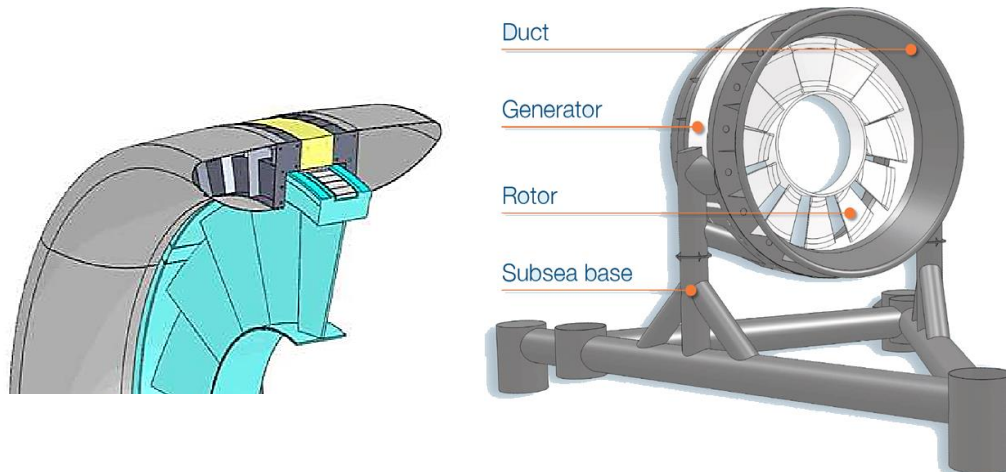


Figure I-11 : Hydrolienne Rim Driven [OPE 14]

I.3.3.2 Utilisation d'une boîte de vitesse

A cause de la faible vitesse de rotation de la turbine (de l'ordre de la dizaine de tours/min), l'utilisation d'une boîte de vitesses peut être une option intéressante. Cela permet de minimiser les contraintes sur la conception de la génératrice en minimisant le couple nominal de la machine. En revanche, l'utilisation d'une boîte de vitesse conduit à des fortes contraintes de maintenance car elle nécessite une lubrification régulière. Dans ce cas, il est nécessaire de mettre en œuvre une solution pour accéder plus facilement aux turbines comme dans Project Seagen qui comprend un système d'ascenseur pour amener la turbine au-dessus de la surface pour les opérations de maintenance [SEA 05].

Les systèmes hydroliens exigent une fiabilité élevée pour réduire les opérations de maintenance dans les sites difficiles d'accès. Une option est alors de préférer des technologies simples qui maximisent la fiabilité et la robustesse des différents composants du système. Cela pousse à envisager de minimiser l'utilisation de mécanismes [KEY 07]. Ainsi l'élimination de la boîte de vitesses mécanique (et éventuellement du système de contrôle de pas) permet la minimisation de la maintenance. Dans ce cas, il est nécessaire d'utiliser des systèmes à entraînements directs utilisant des génératrices lentes et compactes comme par exemple des génératrices synchrones à aimants permanents utilisant des aimants terre rare à haute énergie [KEY 11] [BEN 12]. Plusieurs développeurs industriels tels que la société OpenHydro [OPE] et CleanCurrent [CLE] ont construit des hydroliennes à entraînements directs basées sur ce type de génératrices.

I.3.3.3 Utilisation de mécanismes d'orientations de la nacelle et de contrôle de pas

Durant un cycle de marée, le flux des courants de marée est souvent bidirectionnel et dirigé selon un axe principal. Les turbines à axe horizontal ont donc besoin soit d'avoir un mécanisme d'orientation de la nacelle "*yaw control*" pour produire efficacement dans les deux sens d'écoulement [TIM 14] [OCE], soit d'utiliser une turbine avec des pales bidirectionnelles [OPE] ou bien deux turbines montées aux bornes de la même nacelle [EME 12].

Les pales de la turbine peuvent être fixes ou à pas variable "*pitch control*". Le mécanisme d'orientation des pales permet d'arrêter ou de limiter la puissance produite à haute vitesse de fluide.

Ces 2 systèmes sont massivement utilisés dans l'éolien de forte puissance. Cependant dans le cas hydrolien l'ajout de ces mécanismes complique le système et présente donc des sources de pannes et de maintenance supplémentaires. C'est pourquoi certains constructeurs prennent l'option de ne pas les utiliser.

I.3.3.4 Génératrices

La similitude entre l'application hydrolienne et l'application éolienne conduit à utiliser les mêmes technologies électromécaniques de référence. Ces technologies reposent sur l'utilisation de machines asynchrones et de machines synchrones à aimants permanents [BEN 09]. Nous présentons dans la section I.4 les différents types de machines étudiées et proposées dans la littérature qui peuvent être adaptées à cette application.

I.4 Génératrices pour l'application hydrolienne

La génératrice est l'un des plus importants organes d'un système hydrolien, elle permet de convertir l'énergie mécanique en énergie électrique. Dans cette partie, nous allons présenter les principaux types de génératrices utilisées et étudiées dans la littérature qui peuvent être adaptées à cette application. Deux types de machines électriques vont être principalement utilisés dans tels systèmes. Ce sont les machines asynchrones et les machines à aimants permanents [BEN 09]. Une veille technologique a été faite sur un ensemble de 25 hydroliennes pré-industrielles les plus avancées dans 13 pays différents à travers le monde (Figure I-12) [IRE 14]. L'étude montre que 48% des systèmes connus utilisent une génératrice avec une boîte de vitesses, 44% utilisent une génératrice à aimant permanent à entraînement direct. Les génératrices de 8% restant ne sont pas identifiées.

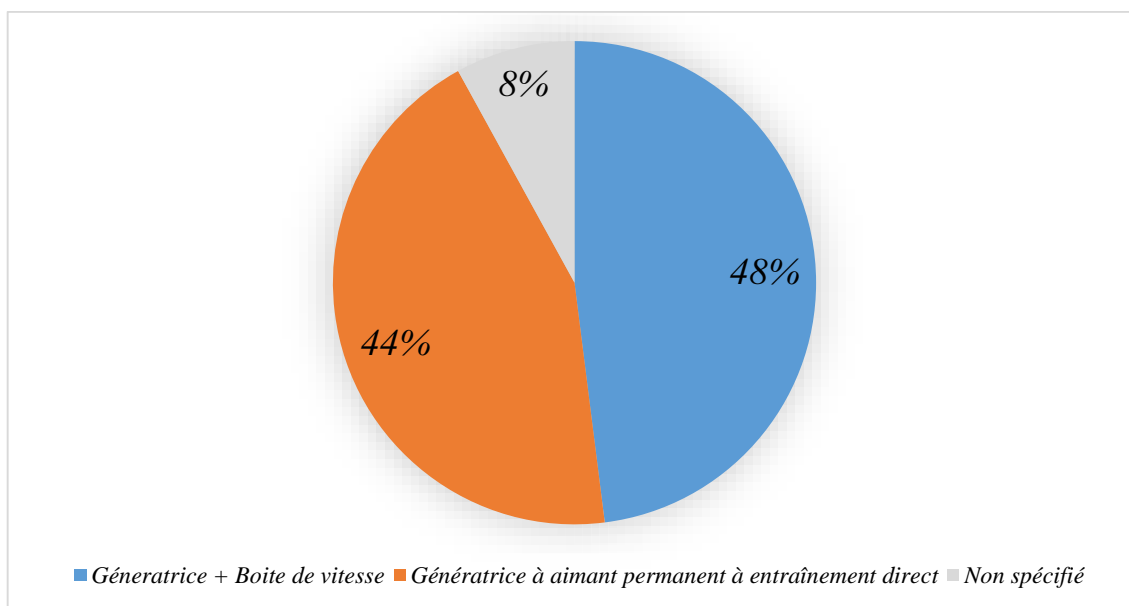


Figure I-8 : Types de génératrices de 25 hydroliennes industrielles [IRE 14]

I.4.1 Machines asynchrones

Les machines asynchrones à double alimentation (MADA) sont largement utilisées pour les éoliennes terrestres en raison du faible coût de l'électronique de puissance qui leur est associée et de leur capacité à fonctionner à vitesse variable sur une plage de vitesse permettant d'extraire de manière optimale une énergie significative [ERL 08]. La machine est bobinée au stator et au rotor, les enroulements du stator sont connectés directement au réseau ou via un transformateur, alors que les enroulements du rotor sont reliés à un convertisseur de puissance bidirectionnel qui permet de contrôler la vitesse de la génératrice sur une plage de vitesse variant environ de $0,5N_s$ à $1,5N_s$ (N_s étant la vitesse de synchronisme pour la fréquence du réseau). La puissance nominale du convertisseur est alors seulement de l'ordre de 30% de la puissance nominale totale du système ce qui permet de réduire significativement le coût du système [POI 03]. Cependant le système balais-bagues destiné à l'alimentation du rotor est un élément qui pose des problèmes de fiabilité et de maintenance. C'est pourquoi ces systèmes sont *a priori* peu utilisés dans un contexte hydrolien. Des machines asynchrones à cage (MAS) peuvent également être utilisées. Ces machines présentent des avantages en termes de robustesse et de coût. Cependant leur utilisation conduit à utiliser un convertisseur à puissance nominale. La première hydrolienne mise en service (SeaFlow) utilise ainsi une génératrice asynchrone à cage de 300 kW avec une vitesse de rotation nominale de 1000 tr/min [SEA 05]. Si une machine asynchrone ou une MADA est utilisée, le système de conversion d'énergie comportera obligatoirement une boîte de vitesse (Figure I-13) et un contrôle de pas d'hélice ce qui présente avec le système balais/bagues (utilisé dans le cas des MADA) de fortes contraintes en termes de maintenance et de fiabilité.

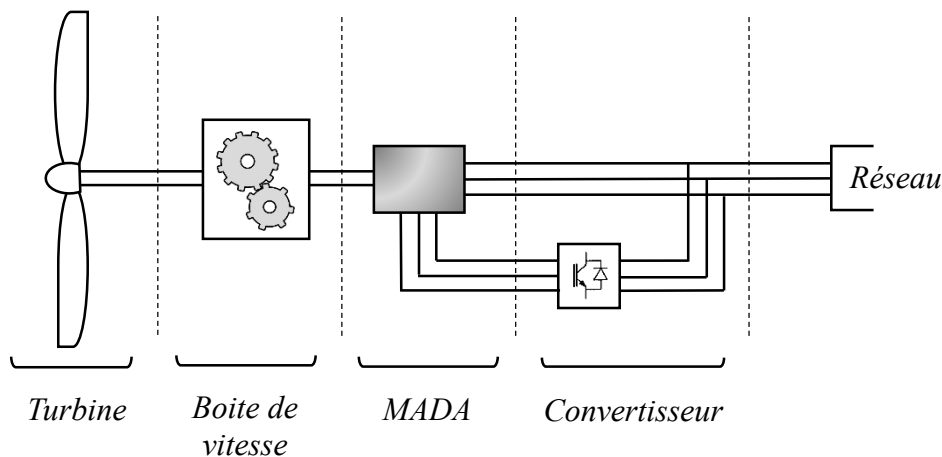


Figure I-9 : Chaîne de conversion d'énergie d'un système hydrolien/éolien avec une MADA

I.4.2 Machines synchrones à aimants permanents (MSAP)

Nous avons vu dans la section I.3.3.3 que l'élimination de la boîte de vitesse mécanique peut être une solution intéressante, car elle permet la minimisation de la maintenance. Pour un tel système dit à entraînement direct, l'utilisation de machines synchrones à aimants permanents est une option intéressante. Pour fonctionner à des vitesses lentes, un nombre de pôles élevé est habituellement exigé. Ces machines sont généralement caractérisées par une longueur axiale courte et un grand diamètre.

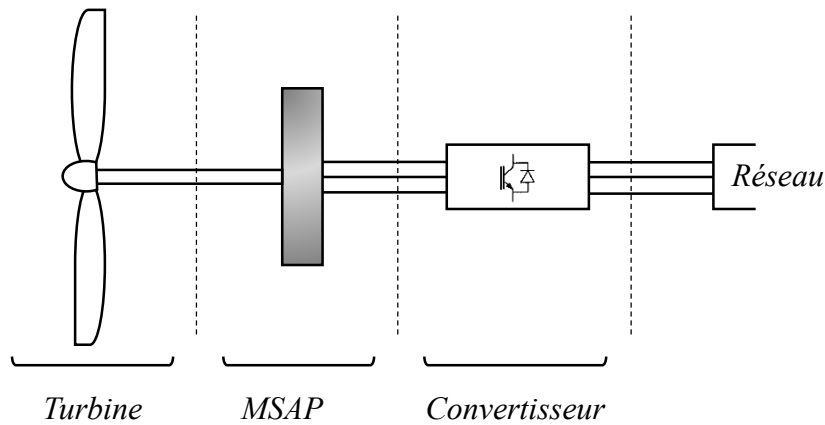


Figure I-10 : Chaîne de conversion d'énergie d'un système hydrolien à entraînement direct avec une MSAP

Les machines à aimants permanents permettent d'avoir de bonnes performances sur une grande plage de variation de la vitesse de rotation. Elles sont reliées au réseau via un convertisseur qui a la même puissance nominale (Figure I-14) et qui permet une régulation complète de la vitesse. L'inconvénient lié à l'utilisation de ces machines réside, essentiellement, dans le problème d'absence de contrôle du flux des aimants. En cas de perte de contrôle, le flux des aimants ne pouvant être coupé, il apparaît aux bornes des phases de ces machines une tension, pouvant induire des dégâts [HIL 01].

On peut classer les machines à aimants en se basant sur les critères topologiques suivants:

- La direction du flux magnétique dans l'entrefer (radiale, axiale ou transverse)
- La position des aimants montés sur la surface ou à l'intérieur de la culasse (pôles lisses et pôles saillants)
- Les topologies permettant la concentration du flux des aimants

I.4.2.1 Machines à aimants permanents à flux radial (RFPM)

La machine à flux radial (RFPM) est la plus conventionnelle, se compose d'un rotor et stator cylindriques (Figure I-11). Le flux est toujours dirigé perpendiculairement à l'axe de rotation. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct.

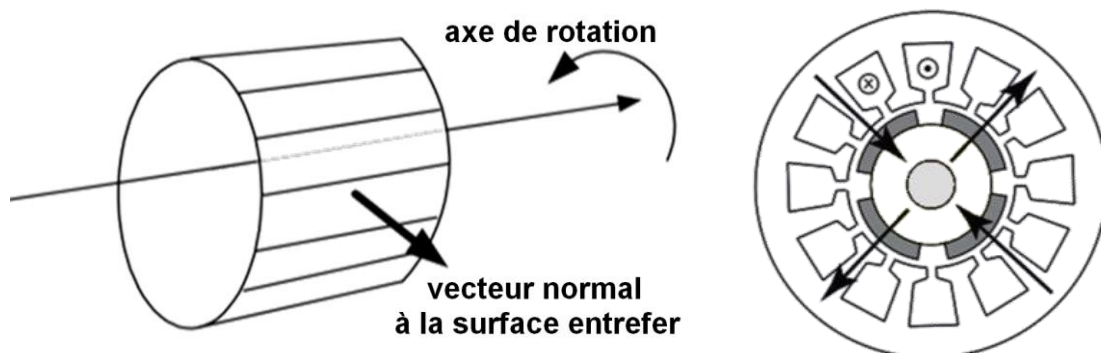


Figure I-11 : Machine à flux radial (RFPM) [DUB 04]

Habituellement les aimants sont installés au rotor, la figure I-12 présente les principales configurations du rotor selon la disposition des aimants :

- Aimants déposés en surface (SPM)
- Aimants insérés dans la culasse (IPM)
- Machines à aimants et concentration de flux (FCPM)

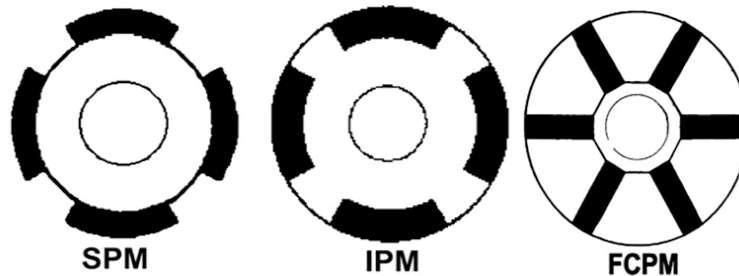


Figure I-12 : Différentes configurations du rotor de la RFPM

I.4.2.2 Machines à aimants permanents à flux axial (AFPM)

Ces machines possèdent un entrefer dont les surfaces sont perpendiculaires à l'axe de rotation (Figure I-13). Elles présentent deux avantages : le premier est lié à la forme géométrique de ces machines, parfois dites en galette (rayon important et faible longueur), qui permet de les exploiter dans des volumes assez restreints et particuliers [HIL 08]. Leur structure modulaire permet également de multiplier les entrefers (machine "multistack" comme celle présentée en figure I.13) ; ce qui permet d'augmenter leur compacité en augmentant les volumes d'interaction électromagnétique. Cependant ces machines posent des problèmes de construction et d'assemblage mécanique.

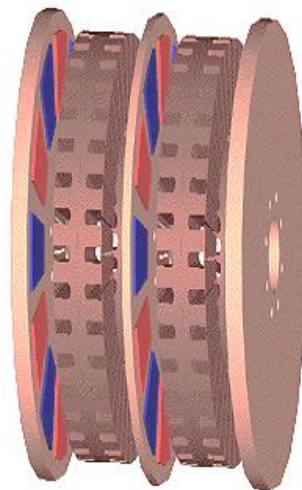


Figure I-13 : Machine à flux axial multistack (AFPM) [PAR 05]

I.4.2.3 Machines à aimants permanents à flux transverse (TFPM)

Ces machines ont des structures où le flux est dirigé perpendiculairement ou parallèlement à l'axe de rotation. Ceci permet une augmentation de l'espace pour les enroulements sans diminuer l'espace disponible pour le flux principal (augmentation de la surface d'entrefer). Il existe de nombreuses topologies caractérisées par un grand couple massique et un grand nombre de pôles. Ces topologies conviennent a priori aux entraînements directs à basse vitesse (Figure I-14). Cependant comme pour les machines à flux axial, le maintien

mécanique et l'assemblage de telles structures ainsi que les couples parasites de reluctance posent des problèmes qui freinent leur développement.

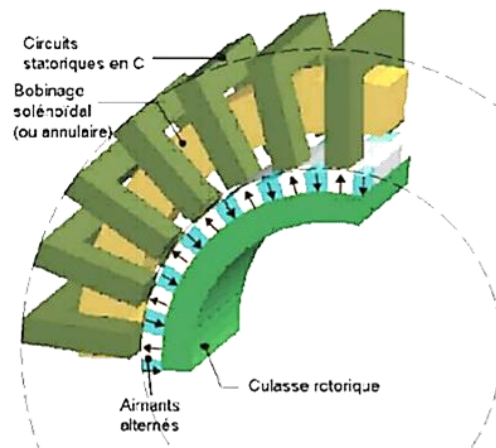


Figure I-14 : Machine à flux transverse (TFPM) [KAS 02]

Il est à noter que les machines à aimants que nous avons présentés comprennent des aimants qui sont toujours situés sur le rotor. Ces aimants sont sensibles à l'élévation de température du rotor (difficile à refroidir) et à la force centrifuge.

I.4.3 Choix du type de machine

La sélection du type de génératrice s'effectue à partir de critères concernant l'efficacité du système, son coût et les contraintes liées à son utilisation.

Le tableau ci-dessous synthétise les principaux avantages et inconvénients des solutions que nous avons présentées pour l'application hydrolienne.

Tableau I-1 : comparaison des différents types de génératrice

	Avantages	Inconvénients
MADA	<ul style="list-style-type: none"> • convertisseur de puissance réduite • faible coût du convertisseur 	<ul style="list-style-type: none"> • niveau de maintenance très élevé lié à l'utilisation d'une boîte de vitesse, d'un système balais/bagues et d'un contrôle de pas • plage de vitesse limitée ce qui conduit à une efficacité plus réduite sur le cycle de fonctionnement.
MAS	<ul style="list-style-type: none"> • plage de vitesse étendue • machine robuste • faible coût de construction de la machine 	<ul style="list-style-type: none"> • niveau de maintenance élevé lié à l'utilisation d'une boîte de vitesse, et d'un contrôle de pas • convertisseur à puissance nominale
MSAP à entraînement direct	<ul style="list-style-type: none"> • plage de vitesse étendue • possibilité de simplification de la mécanique par élimination du multiplicateur et du contrôle de pas • faible niveau de maintenance 	<ul style="list-style-type: none"> • prix des aimants • convertisseur à puissance nominale

I.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons présenté dans un premier temps le contexte général de la production des énergies marines et en particulier de l'énergie hydrolienne. Puis nous nous sommes intéressé aux chaînes électromécaniques employées pour construire une hydrolienne et en particulier les types de génératrices pouvant être utilisées. Ceci nous a permis de dégager des tendances pour chaque technologie employée, concernant le coût d'acquisition du système, son efficacité et les contraintes liées à la maintenance et à la robustesse. Dans un cadre hydrolien, l'efficacité du système va impacter directement la quantité d'énergie produite sur la durée de vie du système. Le coût d'acquisition va conditionner la viabilité économique du projet. Les contraintes liées à la fiabilité et aux opérations de maintenance sont particulièrement importantes dans le cas hydrolien car les machines sont difficiles d'accès. Les pannes ou les défauts de maintenance peuvent, en effet, conduire à des temps d'arrêts de production significatifs ou à la perte des systèmes. C'est pourquoi nos travaux vont concerner le cas des machines synchrones à aimants permanents à entraînement direct qui nous semble une option favorable dans le contexte applicatif hydrolien. Ce choix technologique permet une bonne efficacité du système et l'élimination des systèmes nécessitant un niveau de maintenance élevé. C'est pourquoi, par la suite, nous nous intéresserons à la possibilité d'utiliser une machine synchrone à aimants non conventionnelle (DSPM) qui présente des avantages supplémentaires en termes de robustesse et de simplicité. Les prochains chapitres auront donc pour but de présenter et de modéliser le fonctionnement et le comportement de cette machine (chapitre II) ce qui nous permettra de mettre en place une méthodologie de dimensionnement optimal pour un cahier des charges donné (chapitre III) et de caractériser son fonctionnement en vitesse variable ce qui est un point particulièrement important par rapport à l'application (chapitre IV).

Chapitre II

Définition et modélisation du concept DSPM à plots dentés

Chapitre II Définition et modélisation du concept DSPM à plots dentés 19

II.1	Introduction	23
II.2	Machine à réductance variable à plots dentés -DSPM	23
II.2.1	Présentation de la structure DSPM à plots dentés.....	25
II.2.2	Principe de fonctionnement.....	26
II.3	Modèle numérique de la structure DSPM	29
II.3.1	Définition des paramètres.....	31
II.3.2	Création de la géométrie	32
II.3.3	Définition des zones et attribution des matériaux	32
II.3.3.1	Zone ferromagnétique	33
II.3.3.2	Zone amagnétique	34
II.3.3.3	Zone des aimants permanents:	34
II.3.3.4	Zone des courants.....	35
II.3.4	Conditions aux limites.....	35
II.3.5	Création du maillage de la structure.....	36
II.3.6	Formulation et équations de la résolution magnétique.....	37
II.3.6.1	<i>Calcul du potentiel vecteur A</i>	37
II.3.6.2	Calcul du flux magnétique	37
II.3.6.3	Calcul de l'induction magnétique	37
II.4	Principe de la conversion d'énergie	38
II.4.1	Energie et Coénergie	38
II.4.2	Cycle énergétique et ratio d'énergie.....	39

II.4.3	Effet de la saturation magnétique sur le ratio d'énergie.....	40
II.4.4	Calcul du couple électromagnétique	41
II.4.4.1	Méthode du tenseur de Maxwell	41
II.4.4.2	Travaux virtuels.....	42
II.5	Modes de fonctionnement de la DSPM	42
II.5.1	Fonctionnement à vide	42
II.5.2	Fonctionnement en charge	44
II.6	Conclusion.....	46

Liste des figures

Figure II-1 : Structure MRV48/64	23
Figure II-2 : Machine à aimants permanents à double saillance (DSPM)	24
Figure II-3 : Vue 3D de la structure DSPM à plots dentés.....	26
Figure II-4 (a) Schéma électrique équivalent par phase (b) Principe de fonctionnement par phase	27
Figure II-5 : Coupe transversale de la DSPM à plots dentés	30
Figure II-6 : Etapes de la résolution numérique.....	30
Figure II-7 : Principaux paramètres géométriques de la DSPM.....	31
Figure II-8 : (a) Structure complète de la DSPM (b) 1/8 ^{ème} de la structure DSPM.....	32
Figure II-9 : Différentes zones de l'espace pour la DSPM.....	33
Figure II-10 : Courbe B(H) et perméabilité relative du fer	33
Figure II-11 : Caractéristique de démagnétisation des aimants.....	34
Figure II-12 : Disposition des phases dans le stator de la DSPM	35
Figure II-13 : Conducteurs de bobinage.....	35
Figure II-14 : Conditions aux limites sur la structure complète.....	36
Figure II-15 Maillage de la structure	36
Figure II-16 : Energies et coénergies dans différentes zones de la machine	38
Figure II-17 : Energie et coénergie dans une machine comportant des aimants dans le plan $\psi(i)$	39
Figure II-18 : Cycle énergétique par phase.....	39
Figure II-19 : Effet de la saturation sur les énergies E et R.....	41
Figure II-20 : Lignes du champ et distribution de l'induction dans la DSPM à vide	42
Figure II-21 : Flux et FEMs à vide	43
Figure II-22 : Coénergie à vide et couple de détente.....	44
Figure II-23 : Forme des courants.....	44
Figure II-24 : Coénergies et couples statiques (3 phases).....	45
Figure II-25 : Couple de la DSPM pour chaque phase alimentée seule sur 120°	45
Figure II-26 : Lignes du champ et carte de distribution de l'induction (phase A en position de conjonction).....	46
Figure II-27 : H_1 , B_n au milieu de l'entrefer.....	46

II.1 Introduction

L'objectif de la thèse est de contribuer au développement d'une génératrice électrique pour hydrolienne. Il s'agit de proposer et d'étudier une structure électromécanique novatrice répondant aux spécifications de l'hydrolien.

Nous avons vu dans le chapitre précédent que les génératrices à aimants permanents semblent être une solution pertinente pour les hydroliennes à attaque directe ou semi-directe. Dans ce chapitre, nous nous intéressons particulièrement à une génératrice lente à réluctance variable doublement saillante à aimants permanents (Doubly Salient Permanent Magnet "DSPM") dans le but de la modéliser et de mettre en place une méthodologie de dimensionnement optimal pour un cahier des charges donné. Comme pour toute phase de dimensionnement-optimisation, nous avons en effet besoin d'un modèle électromagnétique qui permet de lier les différents paramètres géométriques et magnétiques de la machine à ses performances électromagnétiques et électromécaniques.

L'objectif du chapitre est de présenter un modèle numérique par éléments finis d'une DSPM triphasée et à plots dentés avec un grand nombre de dents rotoriques et statoriques, qui permet un fonctionnement à basse vitesse.

II.2 Machine à réluctance variable à plots dentés -DSPM

Le développement de la structure DSPM à plots dentés fait suite aux travaux de [MOR 05] menés au laboratoire IREENA sur une MRV pure à double saillance à plots dentés (*Figure II-1*). Cette structure possède au stator des plots dentés avec un pas dentaire statorique identique au pas dentaire rotorique. Elle est caractérisée par une vitesse de rotation (Ω) proportionnelle à sa fréquence d'alimentation, f , (machine synchrone) et inversement proportionnelle au nombre de dents au rotor N_r suivant la relation :

$$\Omega = 2\pi f / N_r \quad (II.1)$$

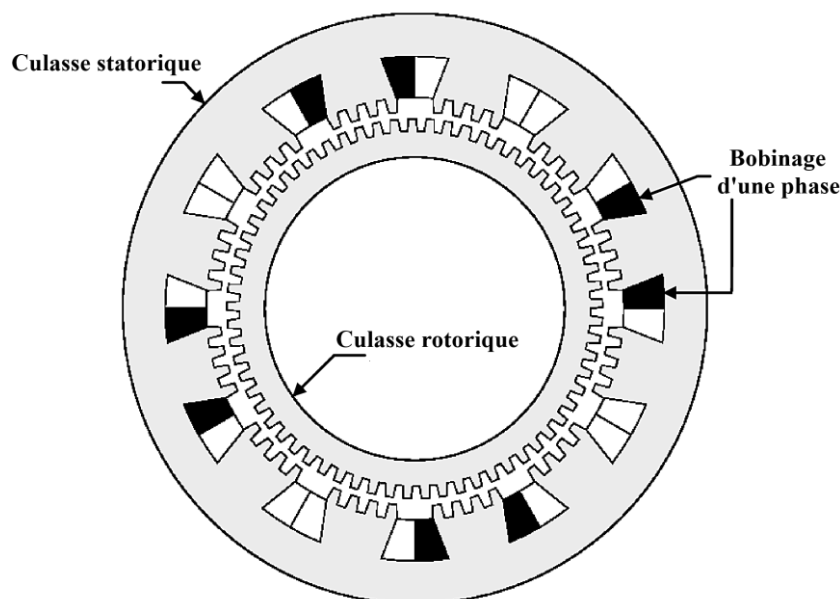


Figure II-1 : Structure MRV48/64

Les combinaisons de nombres des dents au rotor (N_r), au stator (N_s) et nombres de plots par phase (N_{ps}/q) sont étudiées par [MOR 05] et nous rappelons les principales règles suivies :

- Le nombre de plots N_{ps} et le nombre de dents par plot N_{dp} doivent évidemment être entiers supérieurs ou égaux à 1.
- Le nombre de plots par phase N_{ps}/q doit être entier et supérieur ou égal à 2 et doit être pair pour que les lignes du champ magnétique puissent se refermer correctement.
- Le nombre de plots par phase N_{ps}/q , les nombres de dents rotoriques et statoriques doivent être pairs [SAR 93].

L'étude a montré que la machine à $N_r=64$, $N_s=48$ à 4 plots par phase et à 4 dents par plots réalise un bon compromis entre le couple massique, les pertes Joule et la taille du convertisseur. Le choix de N_r proche de 60 est justifié car la MRV à plots dentés a été dimensionnée pour une vitesse de $50tr/min$ et une fréquence d'alimentation d'environ $50Hz$.

Cette machine, notée MRV48/64, a été considérée comme structure de base lors de l'étude menée par [SAO 08] qui y a inséré une excitation au stator. Cette excitation est effectuée par l'adjonction des aimants permanents (Figure II-2), afin d'améliorer les performances de la structure de base.

Rappelons que si l'on appelle p_a le nombre de paires de pôles du bobinage et p_e celui des aimants permanents, les nombres de dents (N_s , N_r) et de paires de pôles (p_a , p_e) sont liés par [ZAI 11]:

$$\pm N_r \pm N_s = \pm k_1 p_a \pm k_2 p_e \quad (\text{II. 2})$$

avec k_1 et k_2 des entiers.

La Figure II-2 montre une DSPM triphasée possédant $p_a=2$, quatre aimants permanents ($p_e=2$), $N_r=64$ et $N_s=48$. Nous notons que ces paramètres vérifient la relation (II.2).

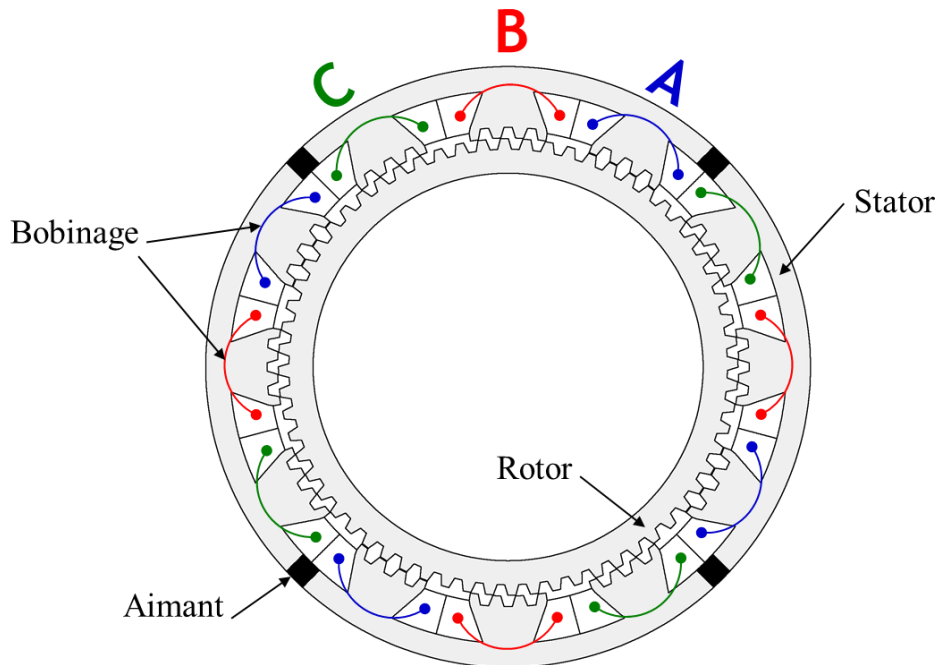


Figure II-2 : Machine à aimants permanents à double saillance (DSPM)

Les deux machines (MRV48/64 et DSPM) ont été dimensionnées suivant un même cahier des charges présenté dans le Tableau II-1 [RIG 05].

Puissance : 10 kW
Vitesse de rotation : 50 tr/min
Couple : 2000 Nm
Diamètre extérieur maximum : 600 mm
Densité de courant : 5 A/mm ²
Coefficients de remplissage : 0.5
Entrefer minimum : 0.5 mm

Tableau II-1 : Cahier des charges de la MRV48/64 et la DSPM

II.2.1 Présentation de la structure DSPM à plots dentés

Divers travaux montrent qu'en adjoignant des aimants permanents aux machines à réluctance variable doublement saillantes classiques, de nouvelles structures améliorant les performances peuvent être obtenues. Ces machines dites "hybrides" permettent une très grande variété de structures [MIN 11] et certaines permettent d'avoir un rotor entièrement passif (sans aimants ni conducteur) [ZHU 12] [YUE 95]. C'est le cas pour la structure que nous étudierons par la suite.

La machine que nous proposons d'étudier entre dans la famille des machines hybrides à double saillance (Doubly Salient Permanent Magnet "DSPM") ; la structure est donc saillante à la fois au stator et au rotor. Comme la machine étudiée dans [SAO 08], elle comporte 48 dents au stator réparties sur 12 plots (*Figure II-3(a)*). Le rotor est formé d'un empilement de tôles ferromagnétiques découpées de manière à former 64 petites dents au niveau de l'entrefer (*Figure II-3(b)*). Ceci permet de faire varier la réluctance du circuit magnétique en fonction de la rotation avec une périodicité élevée.

Quatre aimants sont insérés dans la culasse statorique et constituent la source d'excitation de la machine. Les aimants permanents sont disposés de telle sorte qu'ils fournissent une concentration de flux dans l'entrefer. La culasse du stator porte également les trois phases avec 4 bobines par phase. Chacune de ces bobines est concentrique autour d'un plot muni de quatre petites dents, on a donc 4 plots par phase (*Figure II-3(c)*).

Le choix ou la disposition des 4 plots représentant la même phase est faite d'une façon à avoir la même position des 4 petites dents statoriques de chaque plot par rapport aux dents rotoriques. Le déphasage de $2\pi/q$ « électrique » entre les phases et la périodicité sur une période mécanique de $2\pi/N_r$ sont donc assurés géométriquement par la position des dents rotoriques avec les dents des plots statoriques de chaque phase.

La spécificité de la DSPM proposée par rapport aux autres DSPM trouvées dans la littérature est qu'elle possède des plots statoriques dentés qui permettent l'augmentation du nombre de dents du rotor conduisant à l'augmentation de la fréquence électrique pour une vitesse de rotation donnée. En effet, la vitesse du rotor varie inversement avec le nombre des dents au rotor (II.1) ; c'est pourquoi ce type de machine peut fonctionner à basse vitesse avec seulement un petit nombre de paires de pôles d'aimants et de bobines. Toutes les dents dans un plot statorique sont alors polarisées avec un seul enroulement (bobinage global).

Ce type de machine permet d'utiliser un rotor totalement passif (peu d'étapes de fabrication) et de pouvoir augmenter la polarité sans augmenter le nombre d'aimants permanents ni diminuer l'espace dédié au bobinage grâce à un bobinage global concentrique qui présente des têtes de bobine courtes et ne conduit pas à des croisements entre les phases. De plus, l'absence d'excitation au rotor permet de réduire les contraintes thermiques car les pertes sont alors principalement localisées dans le stator plus simple à refroidir.

La DSPM à plots dentés semble donc un concurrent potentiellement intéressant pour les applications où la machine doit être robuste et doit fonctionner à faible vitesse. Il apparaît alors pertinent d'étudier la possibilité de l'utiliser dans le cas d'une application hydrolienne à entraînement direct ou semi-direct.

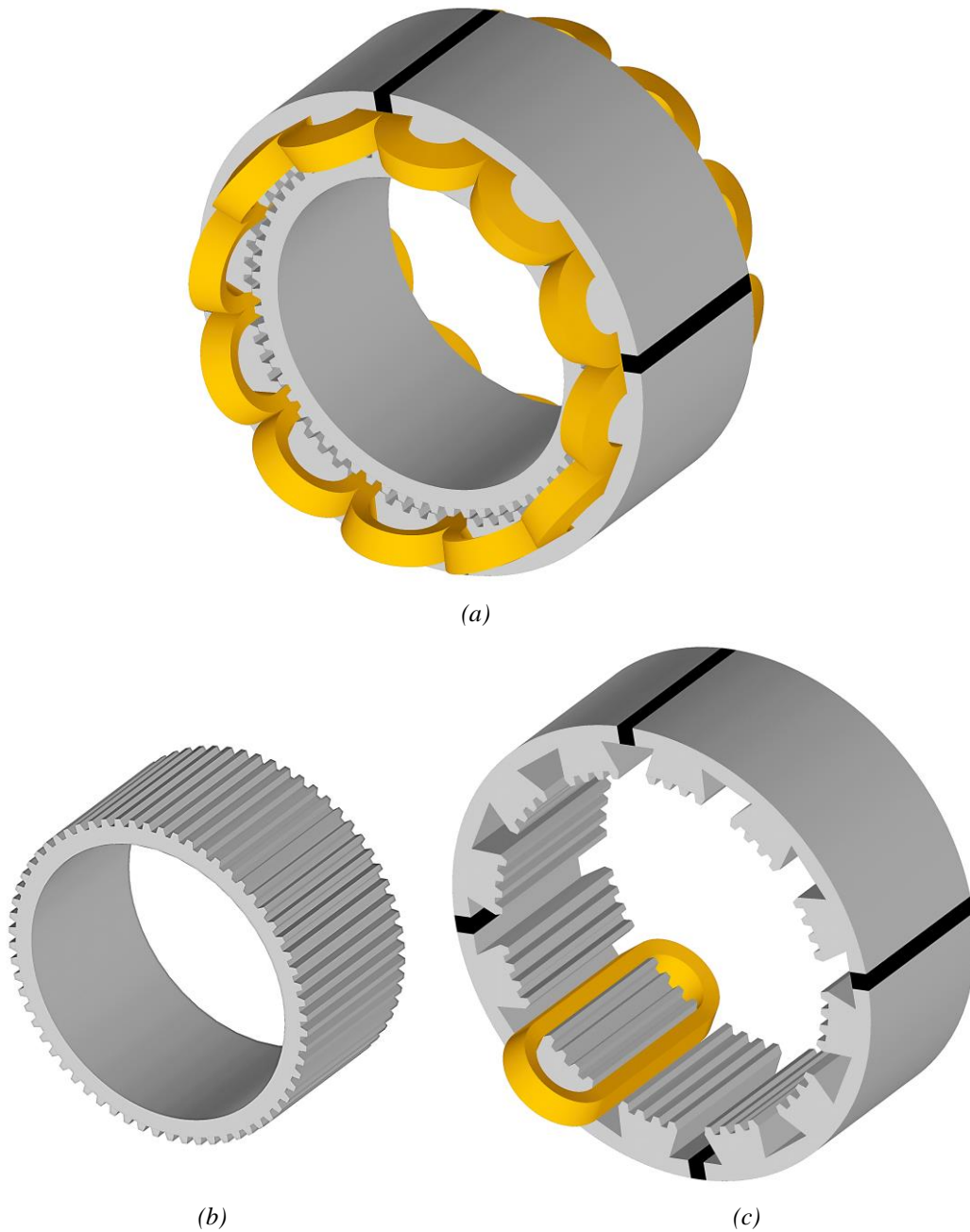


Figure II-3 : Vue 3D de la structure DSPM à plots dentés
 (a) Structure complète
 (b) Rotor passif
 (c) Stator avec une bobine concentrique autour d'un plot

II.2.2 Principe de fonctionnement

Avant de présenter la procédure de modélisation numérique de la machine, nous présentons un modèle externe simplifié (Figure II-4(a)). Ce modèle se limite à la description qualitative des phénomènes physiques principaux et nous considérons des formes d'ondes (courant, inductance...) simplifiées.

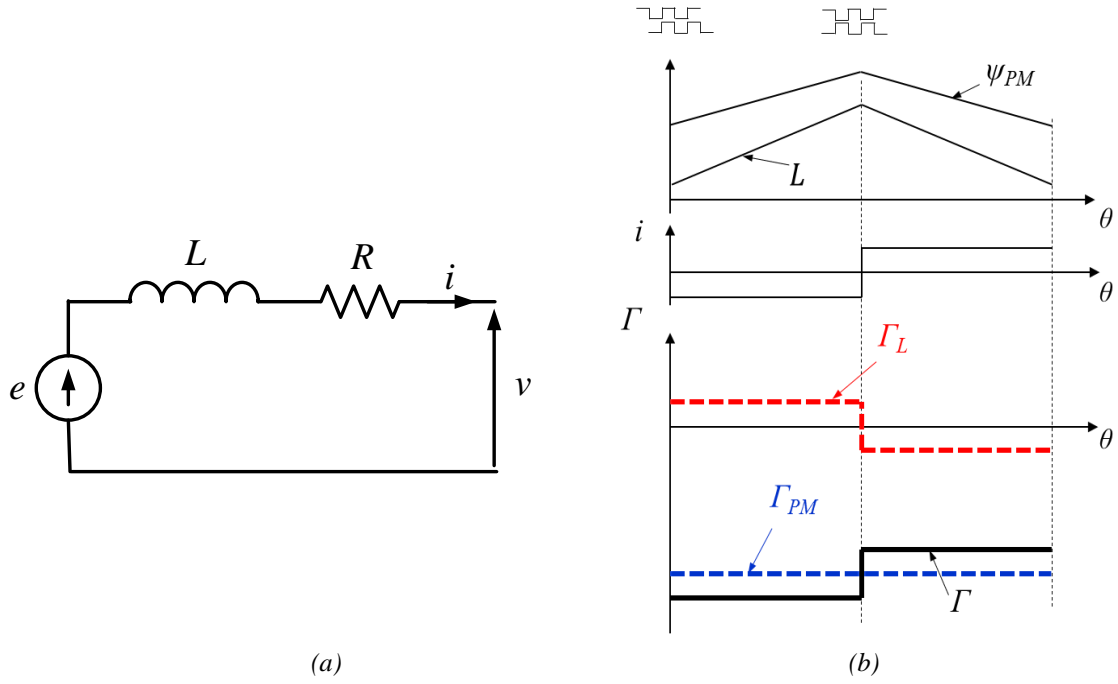


Figure II-4 (a) Schéma électrique équivalent par phase
(b) Principe de fonctionnement par phase

Les équations (II.3 à II.6) permettent de lier les flux électromagnétiques aux courants, aux tensions et au couple électromagnétique par phase (en mode générateur).

$$e = \frac{d\psi}{dt} \quad (II.3)$$

$$v = e - R i \quad (II.4)$$

$$\tilde{W} = \tilde{W}_v + \int_0^i \psi di \quad (II.5)$$

$$\Gamma = \frac{\partial \tilde{W}}{\partial \theta_m} | i \text{ constant} \quad (II.6)$$

où

e est la force électromotrice par phase

v est la tension par phase

R est la résistance d'une phase statorique

i est le courant par phase

ψ est le flux magnétique totalisé par phase

\tilde{W} est la coénergie magnétique totale

\tilde{W}_v est la coénergie magnétique à vide

Γ est le couple électromagnétique

θ_m est l'angle mécanique du rotor par rapport au stator

Le flux ψ est composé du flux des aimants seuls ψ_{PM} et du flux de réaction d'induit ψ_{RI} :

$$\psi = \psi_{PM} + \psi_{RI} \quad (II.7)$$

En régime linéaire et lorsqu'une seule phase est alimentée, on peut écrire :

$$\psi = \psi_{PM} - L i \quad (II.8)$$

où L est l'inductance propre d'une phase

L'expression du couple électromagnétique par phase devient donc :

$$\Gamma = N_r \frac{\partial}{\partial \theta} (\tilde{W}) = \underbrace{N_r \left(\frac{\partial \tilde{W}_v}{\partial \theta} \right)}_{\Gamma_D} + \underbrace{N_r \left(\frac{\partial \psi_{PM}}{\partial \theta} \right) i}_{\Gamma_{PM}} - \underbrace{\frac{N_r}{2} \left(\frac{\partial L}{\partial \theta} \right) i^2}_{\Gamma_L} \quad (\text{II. 9})$$

où

$\theta = \theta_m / N_r$ est l'angle électrique

Γ_L est le couple de réluctance

Γ_{PM} est le couple hybride

Γ_D est le couple de détente

Le couple instantané est la somme de trois couples élémentaires :

- *Le couple de détente Γ_D* lié à la variation de la réluctance du circuit magnétique parcouru par le flux créé par les aimants seuls, en fonction de la position du rotor. Ce dernier peut être négligé car l'entrefer global vu par les aimants reste presque constant quel que soit la position du rotor [SAO 08] [ZHU 07]. Cela sera vérifié dans la section II.5.1.
- *Le couple hybride Γ_{PM}* résulte de l'interaction du flux créé par les courants avec le flux créé par les aimants. Il dépend de la dérivée du flux des aimants ψ_{PM} et du sens du courant comme indiqué à l'équation II.9. Ce couple est la composante principale du couple total et il est de même nature que celui d'une machine à aimants à pôles lisses [ZAI 11].
- *Le couple de réluctance Γ_L* (ou de saillance) lié à la variation de la réluctance du circuit magnétique, parcourue par le flux créé par les courants, en fonction de la position du rotor. A partir de l'équation II.9, on remarque que ce couple ne dépend pas du signe du courant.

Pour illustrer le principe de fonctionnement, des formes d'onde théoriques du flux des aimants ψ_{PM} , de l'inductance L et du courant par phase sont présentées à sur la *Figure II-4(b)*.

On considère une alimentation en courant rectangulaire idéal ; le courant est négatif lorsque le flux des aimants ψ_{PM} augmente et il est positif lorsque le flux ψ_{PM} décroît. On néglige le couple de détente Γ_D . Le couple de la machine Γ ne comporte alors que deux composantes : le couple hybride Γ_{PM} qui reste constant avec une telle stratégie de commande et le couple Γ_L qui présente une composante perturbatrice (ondulatoire). Il est moteur (positif) sur la phase croissante de l'inductance ($\partial L / \partial \theta > 0$) et générateur (négatif) sur la phase décroissante de l'inductance ($\partial L / \partial \theta < 0$).

Dans cette approche simplifiée, les variations de l'inductance et du flux des aimants sont supposées linéaires et ne dépendent que de la position comme le montre la *Figure II-4(b)*. En fonctionnement réel, ces variations dépendent également aussi de plusieurs phénomènes notamment de la saturation magnétique.

On constate ainsi à la lecture des équations du modèle que la connaissance des flux liées aux aimants et des inductances de la machine en régime saturé (voir Annexe A) est fondamentale pour l'estimation des performances de la machine par un modèle externe que ce soit pour le calcul du couple ou pour l'adaptation de la machine au convertisseur.

II.3 Modèle numérique de la structure DSPM

Le modèle externe, de type circuit, donne un premier aperçu sur les performances de la structure. Ce modèle, comme nous l'avons précisé auparavant, du fait de la non prise en compte de la saturation, est limité à la description qualitative des phénomènes physiques. D'un autre côté, nous avons vu que si nous considérons l'emplacement des aimants dans la structure de la DSPM à plots dentés, son fonctionnement devrait, *a priori*, conduire à une forte saturation magnétique de l'ensemble ou de parties du circuit magnétique. Pour cela, la prise en compte de la non linéarité de la machine est essentielle, ce qui complique l'étude du fonctionnement de cette machine et le développement de modèles destinés à optimiser son dimensionnement.

La mise en place d'un modèle qui fournit l'évolution, dans chaque partie de la machine, des caractéristiques électromagnétiques en fonction des paramètres structuraux et physiques est donc une étape incontournable pour analyser le fonctionnement de la génératrice et déterminer ses performances en « conditions réelles ». Ce type de modèle permettra également de confirmer ou modifier les simplifications éventuellement admises. Ce modèle peut s'obtenir par plusieurs méthodes.

Mettre au point un modèle analytique conduirait, pour obtenir un modèle précis, à décrire la machine en utilisant des équations mathématiques pouvant être parfois difficiles à simplifier et à résoudre avec un temps de calcul court. En effet certains phénomènes physiques tels que la saturation magnétique sont en effet difficiles à prendre en compte.

Le calcul numérique par éléments finis, ne nécessite pas le développement de modèles mathématiques complexe. C'est une approche puissante très utilisée dans le dimensionnement et l'analyse des machines électriques. Cette méthode permet la détermination relativement précise du comportement d'une structure électromagnétique avec la prise en compte des caractéristiques non linéaires des matériaux.

C'est pourquoi, dans cette partie, nous proposons d'étudier la structure DSPM à plots dentés en utilisant un modèle numérique par éléments finis. La modélisation numérique est faite à l'aide de deux outils de calcul par éléments finis, le logiciel FEMM 4.2 ainsi que des codes sous Matlab développés au laboratoire IREENA.

La formulation utilisée correspond à un problème magnétostatique en deux dimensions (2D) en formulation potentiel vecteur. Les effets d'extrémités et les effets tridimensionnels (l'inductance de fuite des têtes de bobines par exemple) ainsi que les courants de Foucault ne sont donc pas considérés.

La *Figure II-5* montre une coupe transversale de la machine ainsi que les axes utilisés.

Les simulations sont effectuées en supposant que les grandeurs électromagnétiques sont invariantes suivant l'axe axial z . Le potentiel vecteur magnétique \vec{A} et la densité de courant \vec{J} ne possèdent alors qu'une seule composante dirigée suivant l'axe z . Par conséquent, les vecteurs champ magnétique \vec{H} et induction \vec{B} sont orientées dans le plan (x,y) .

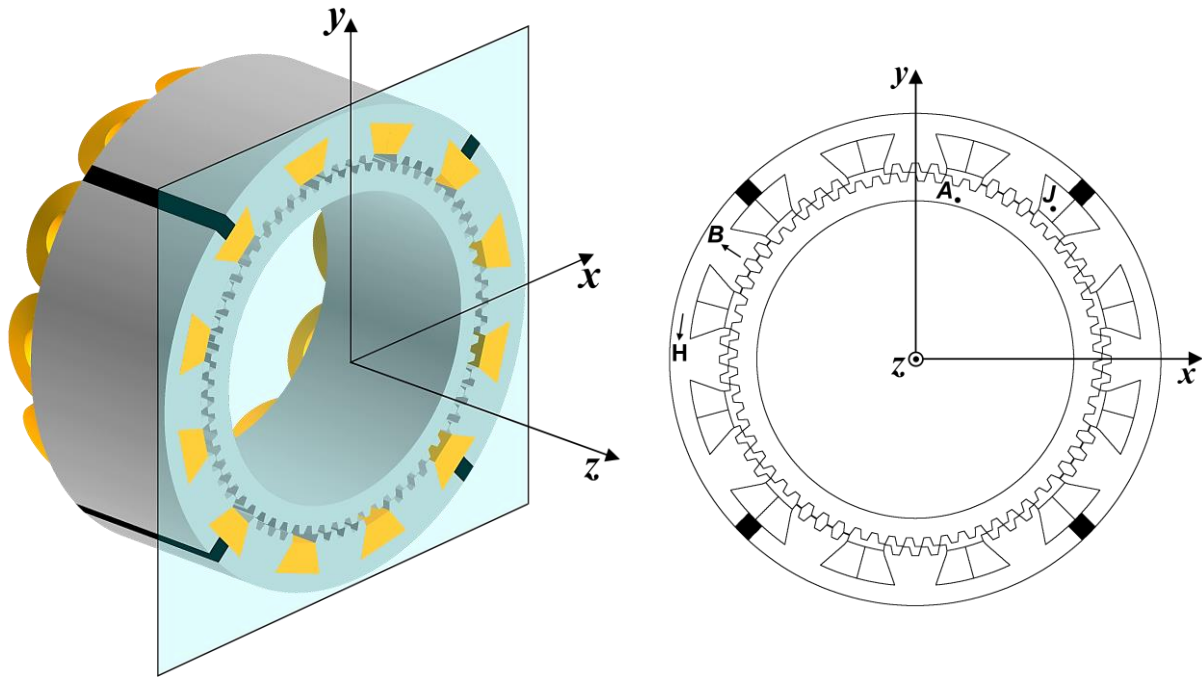


Figure II-5 : Coupe transversale de la DSPM à plots dentés

L'élaboration du modèle éléments finis s'organise autour de ces principales étapes (Figure II-6) :

1. Définition des paramètres de la structure
2. Création de la géométrie basée sur les paramètres précédemment définis
3. Définition des zones et attribution des matériaux
4. Application des conditions aux limites
5. Création du maillage de la structure

Une fois ces étapes réalisées, il est possible de lancer la résolution numérique afin d'évaluer les performances de la structure.

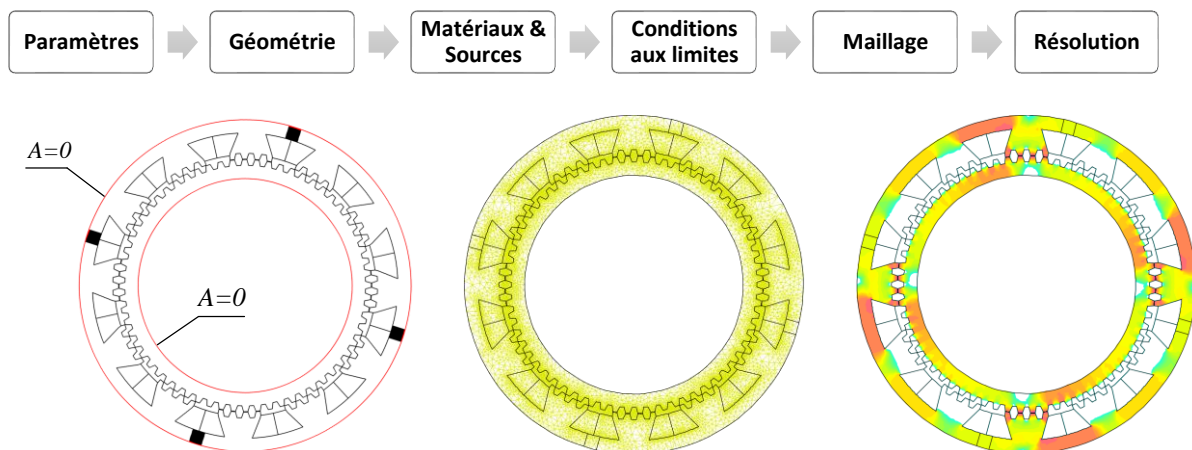


Figure II-6 : Etapes de la résolution numérique

II.3.1 Définition des paramètres

La Figure II-7 présente les principaux paramètres géométriques définissant la géométrie générale d'une DSPM à plots dentés. Les paramètres sont présentés sur un 1/8^{ème} de la structure.

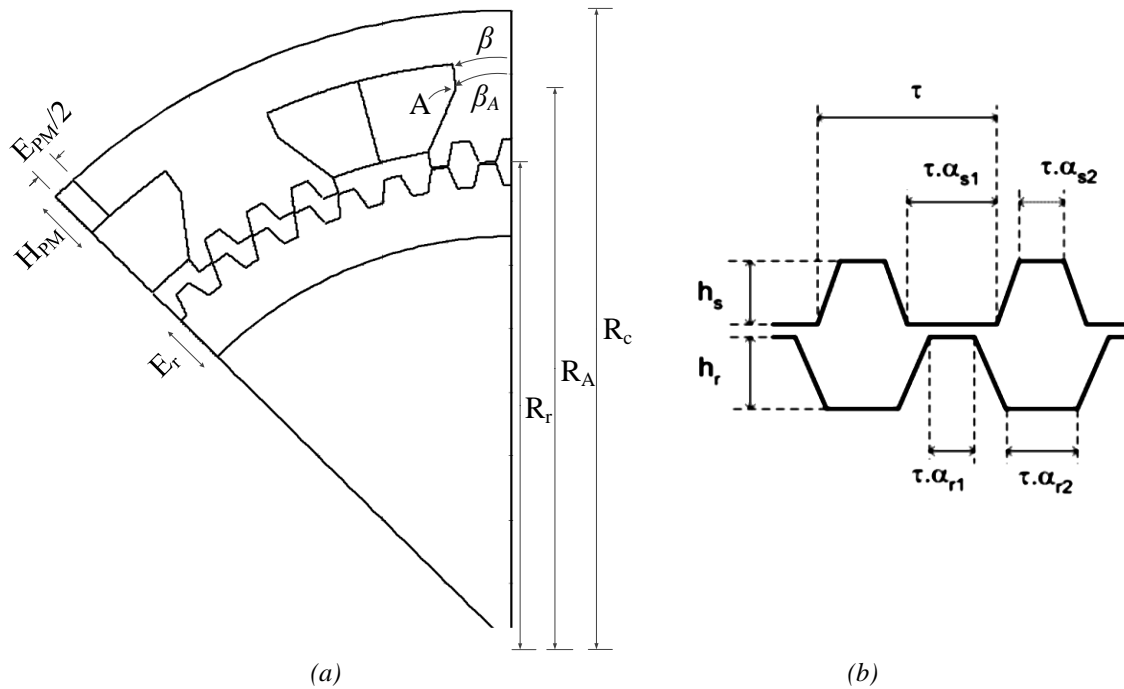


Figure II-7 : Principaux paramètres géométriques de la DSPM

Le Tableau II-1 présente les valeurs des paramètres géométriques définissant la géométrie d'une DSPM pour une machine de référence qui a été dimensionnée lors de travaux antérieurs dans le but d'obtenir le couple massique maximal. Cette structure de référence est en cours de construction et correspond à une petite génératrice hydrolienne de laboratoire de 2kW.

Paramètres géométriques	Nom	Valeur
Longueur du circuit magnétique	$long$	150 mm
Rayon extérieur	R_c	200 mm
Rayon intérieur	R_m	129 mm
Entrefer au rayon	e	0.5 mm
Rayon d'alésage (extérieur du rotor)	R_r	152 mm
Épaisseur culasse rotorique	E_r	16 mm
Hauteur aimants	H_{PM}	16 mm
Épaisseur aimants	E_{PM}	15 mm
Hauteur dent rotorique	h_r	7 mm
Rapport cyclique dent rotorique	α_r	0.35
Hauteur dent statorique	h_s	7 mm
Rapport cyclique dent statorique	α_s	0.35
Angle d'ouverture de l'encoche	β	5°
Angle d'ouverture du point A	β_A	8°
Rayon du point A	R_A	176mm
Nombre de spires par plot	N_s	160

Tableau II-2 : Paramètres géométriques de la DSPM de référence

La forme des petites dents statoriques et rotoriques a été déterminée par [MOR 05] afin de dégager celle qui apporte le couple le plus important. La forme trapézoïdale a été retenue (*Figure II-7(b)*). Les dents sont définies par les paramètres suivants :

- La hauteur de dent au rotor h_r et au stator h_s .
- Les rapports cycliques $(\alpha_{r1}, \alpha_{r2})$ et $(\alpha_{s1}, \alpha_{s2})$ des dents rotoriques et statoriques respectivement pour un pas dentaire rotorique ($\tau = 2\pi/N_r$) identique au pas dentaire statorique.

II.3.2 Création de la géométrie

En raison des symétries qu'elle présente, la DSPM peut être modélisée sur un domaine réduit à $1/8^{\text{ème}}$ de la structure. Le domaine d'étude est constitué d'un plot et demi, d'une bobine et demi, ainsi d'un demi aimant (*Figure II-8(b)*).

La structure complète peut être obtenue ensuite par duplication "circulaire" de période $2\pi/8$.

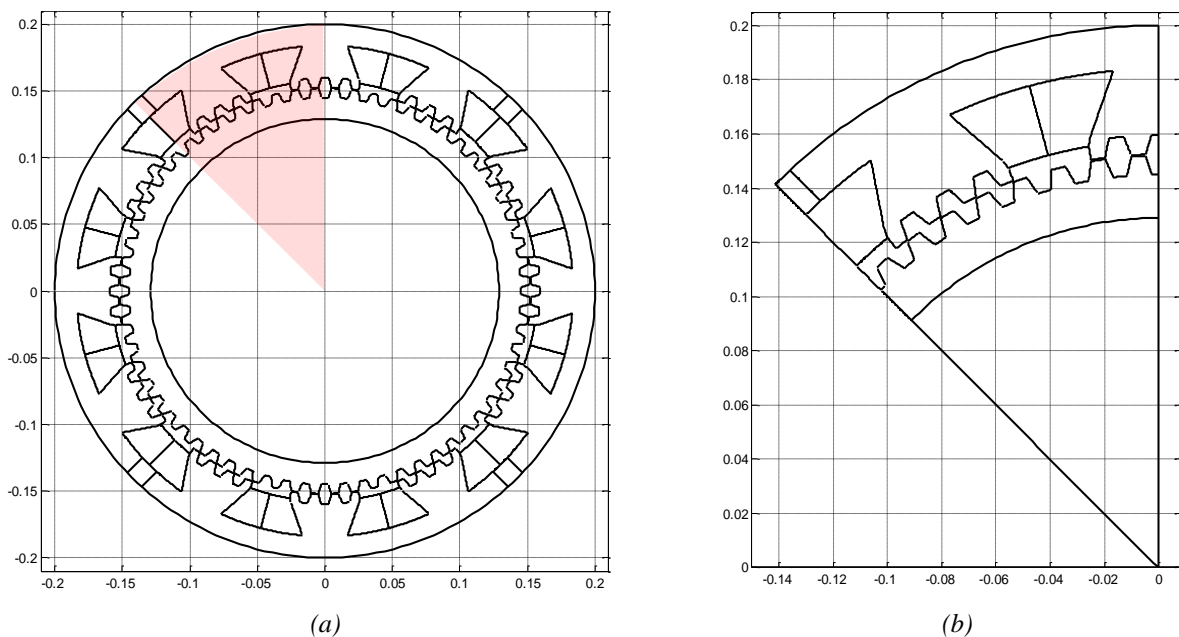


Figure II-8 : (a) Structure complète de la DSPM
(b) $1/8^{\text{ème}}$ de la structure DSPM

II.3.3 Définition des zones et attribution des matériaux

L'espace physique considéré dans l'étude comporte 4 matériaux différents, l'air, les aimants et le cuivre sont définis à l'aide de modèles linéaires. Le fer du rotor et du stator est modélisé par un modèle de matériau non linéaire (la relation entre l'amplitude de H et l'amplitude de B est non linéaire). On distingue donc (*Figure II-9*) :

- La zone ferromagnétique (fer stator et fer rotor)
- La zone amagnétique (entrefer, moyeu et milieu extérieur)
- La zone des aimants
- La zone des courants (conducteurs)

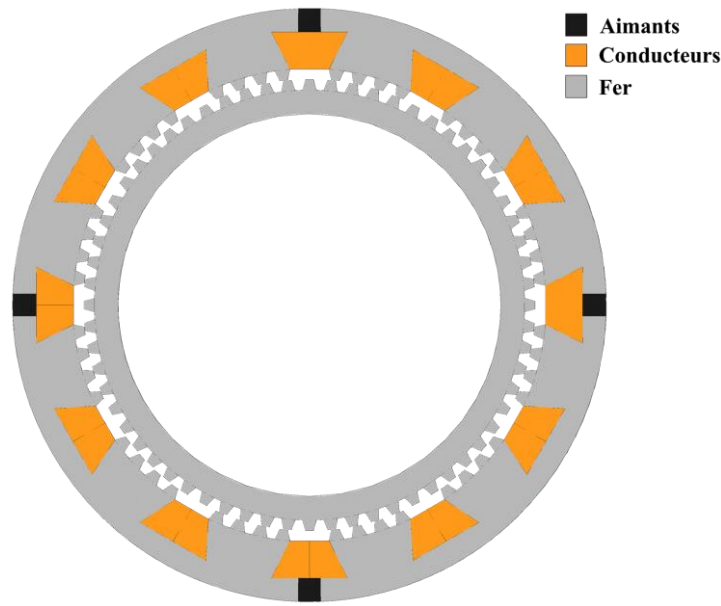


Figure II-9 : Différentes zones de l'espace pour la DSPM

II.3.3.1 Zone ferromagnétique

Cette zone représente les circuits magnétiques statorique et rotorique, constitués de tôles magnétiques en acier à grains non orientés laminées à froid, d'épaisseur 0.5mm, et isolées à l'aide d'un vernis. L'alternance de tôles, d'isolant et de jeux entraîne une réduction de la zone de passage du flux magnétique. Cet effet est caractérisé par le coefficient de foisonnement (feuilletage) k_f qui exprime le quotient des sections nette et brute [JUF 04] :

$$k_f = A_f / A_m \quad (\text{II.10})$$

La section A_f est la section nette de fer, alors que la section A_m est la section brute du circuit magnétique. Ce coefficient est fixé dans notre simulation à 0.96 [JUH 14].

Les tôles sont de type M400-50A (selon la norme EN 10106) [M400] avec les caractéristiques magnétiques suivantes (avec et sans foisonnement) (Figure II-10):

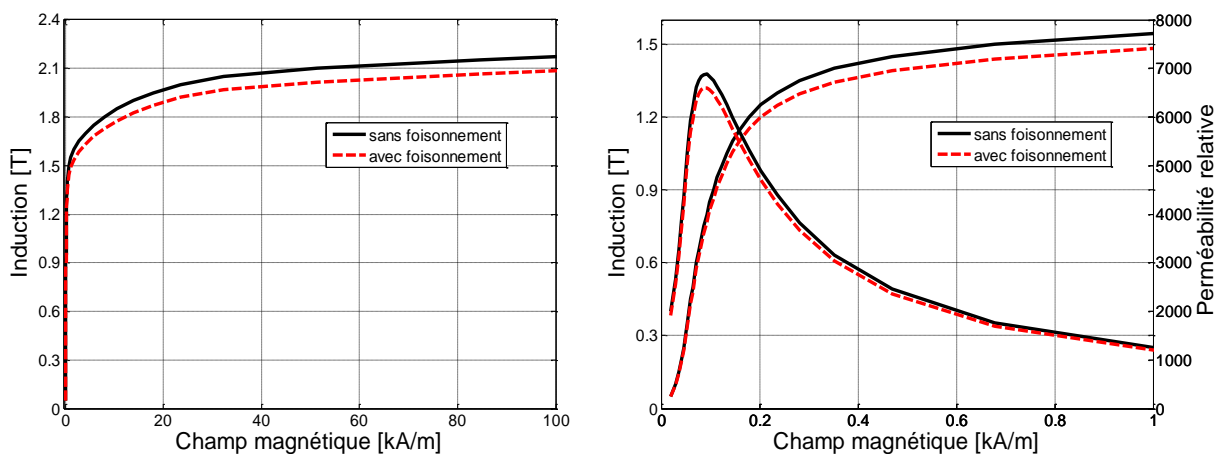


Figure II-10 : Courbe B(H) et perméabilité relative du fer

II.3.3.2 Zone amagnétique

Cette zone est constituée de l'entrefer et de l'air extérieur qui sont caractérisés par une perméabilité relative $\mu_r=1$. Le rotor est assemblé sur un arbre ou un moyeu en métal amagnétique.

II.3.3.3 Zone des aimants permanents

Cette zone est constituée d'aimants de type Cobalt-Samarium (Recoma 22 - SmCo5), caractérisés par les courbes B(H) de la Figure II-11. Le Tableau II-3 résume les principales propriétés magnétiques et physiques des aimants utilisés. La perméabilité relative est légèrement supérieure à l'unité ($\mu_{rPM}=1.0247$). La caractéristique B(H) de l'aimant dépend de la température comme indiqué sur la Figure II-11. A température ambiante (20°C), l'aimant a une induction rémanente $B_r=0,94T$ et un champ coercitif $H_c=-730\text{ kA/m}$. Ce dernier correspond à l'intensité du champ magnétique inverse nécessaire pour annuler l'induction produite par les aimants. Si la température augmente à 250°C, l'aimant perd un peu en terme d'induction rémanente $B_{r250^\circ}=0.83T$ (réduction de 12%), avec un champ coercitif inverse $H_{c250^\circ}=-630\text{ kA/m}$ (réduction de 14%). Afin d'éviter la désaimantation irréversible des aimants, il est impératif de vérifier que l'induction minimum dans chaque aimant est toujours supérieure à l'induction qui correspond au coude de la courbe J(H) à 250°C ($B_{PMmin}=0.65T$ pour les aimants utilisés). Au niveau de la simulation, les aimants sont caractérisés comme rigides et caractérisés par les valeurs de B_r et μ_{rPM} .

Perméabilité relative	Induction rémanente	Champ coercitif	Masse volumique	Résistivité
1.0247	0.94 T	-730 kA/m	8400 kg/m ³	5.5 10 ⁻⁷ Ωm

Tableau II-3 : Propriétés magnétiques et physiques des aimants à 20°C

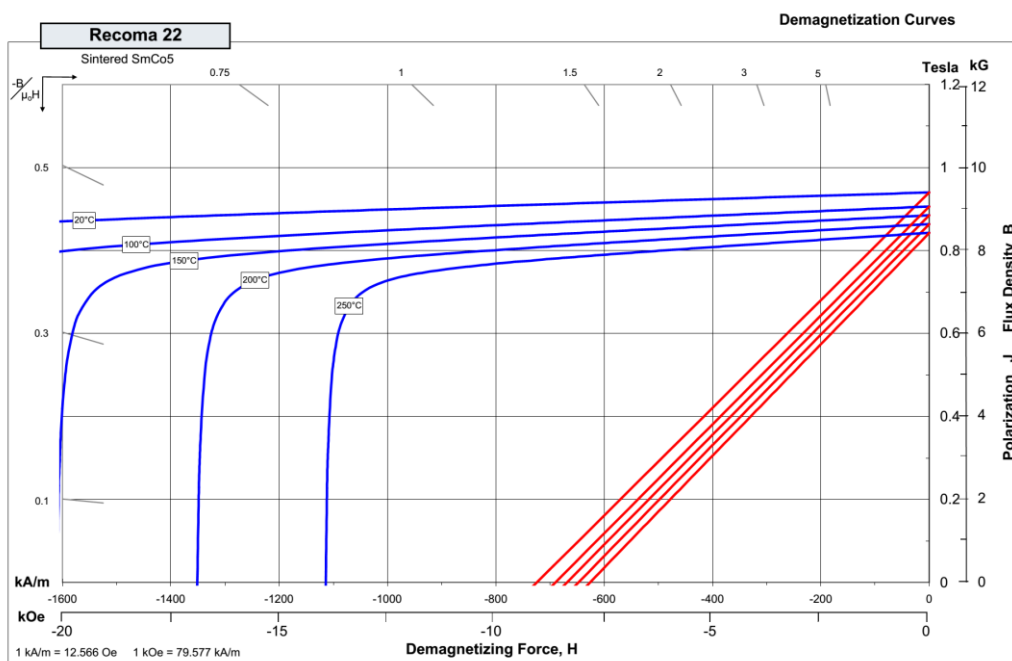


Figure II-11 : Caractéristique de démagnétisation des aimants [RECOM]
Constructeur : Arnold Magnetic Technologies

II.3.3.4 Zone des courants

Le cuivre utilisé a une conductivité électrique que nous considérerons constante et égale à $\sigma_{cu}=58 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ à 20°C et une perméabilité relative $\mu_{rcu}=1$. Chaque encoche contient 2 faisceaux de N_{spires} conducteurs chacun appartenant à deux bobines différentes. La Figure II-12 montre la disposition des phases dans la structure et également les numéros associés à chaque plot. Ainsi, la phase A est composée des plots 1, 4, 7 et 10. La phase B est constituée des plots 2, 5, 8 et 11, et enfin la phase C des plots restant 3, 6, 9 et 12.

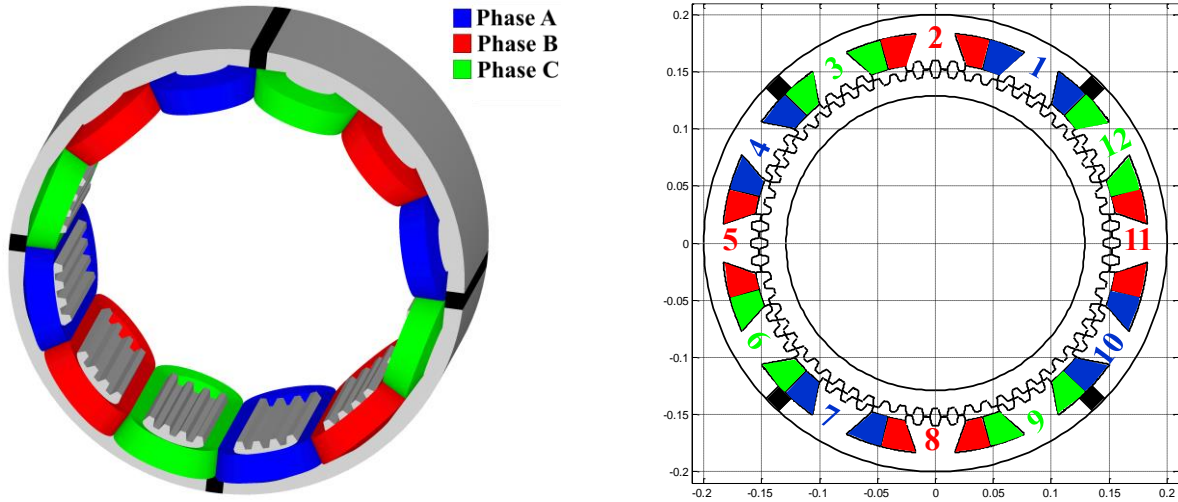


Figure II-12 : Disposition des phases dans le stator de la DSPM

La densité de courant J_k ($k=A,B,C$) dans chaque phase est considérée homogène dans chaque bobine. Pour analyser le fonctionnement de la machine, on applique à chaque bobine (Figure II-13) une densité de courant $J_k = k_r J_s$. J_s est la densité du courant dans le conducteur et k_r le coefficient de remplissage de l'encoche défini par l'équation (II.11).

$$k_r = \frac{N_{spires} S_{cond}}{S_{encoche}/2} \quad (\text{II. 11})$$

S_{cond} est la section d'un conducteur du bobinage (Figure II-13). k_r est choisi égal à 0.5 dans notre étude, ce qui correspond à une valeur réaliste, relativement standard compte tenu des procédés de bobinage.

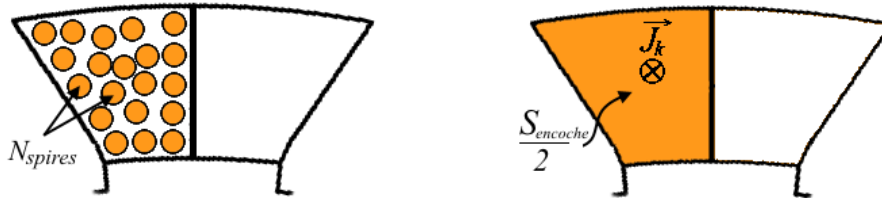


Figure II-13 : Conducteurs de bobinage

II.3.4 Conditions aux limites

Dans le cas où on veut simuler la structure complète, on impose une condition de *Dirichlet* le long des frontières radiales (périmètres extérieur du stator et intérieur du rotor Figure II-14) avec une valeur nulle du potentiel vecteur magnétique ($A_z = 0$) (Figure II-14). On suppose alors que nous n'avons aucune ligne de fuite aux surfaces externes de la machine.

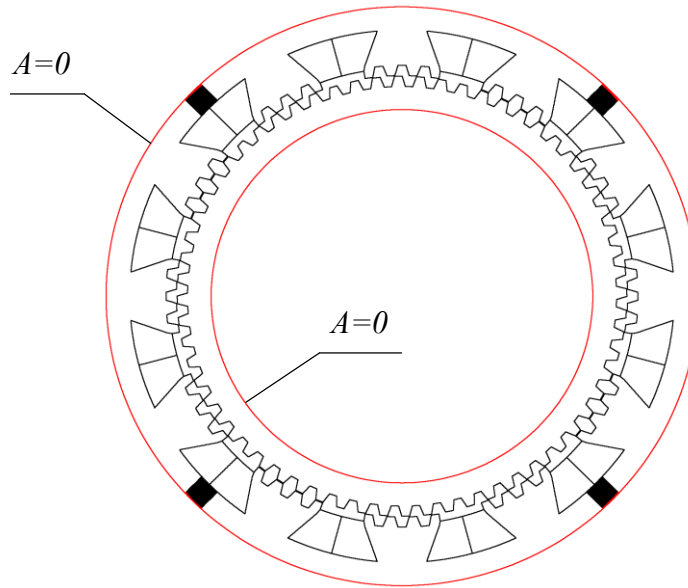


Figure II-14 : Conditions aux limites sur la structure complète

II.3.5 Création du maillage de la structure

Le maillage de la structure conditionne la validité et la précision des résultats. Plus le maillage est fin, plus les résultats sont précis. En revanche, l'augmentation du nombre d'éléments de maillage ralentit la résolution. Pour cela, il est intéressant de régler la finesse du maillage dans chaque zone. La variation d'énergie se fait principalement au niveau de l'entrefer, le maillage de cette zone doit donc être le plus fin possible.

La géométrie complète est constituée de 72688 éléments et 36511 nœuds (Figure II-15).

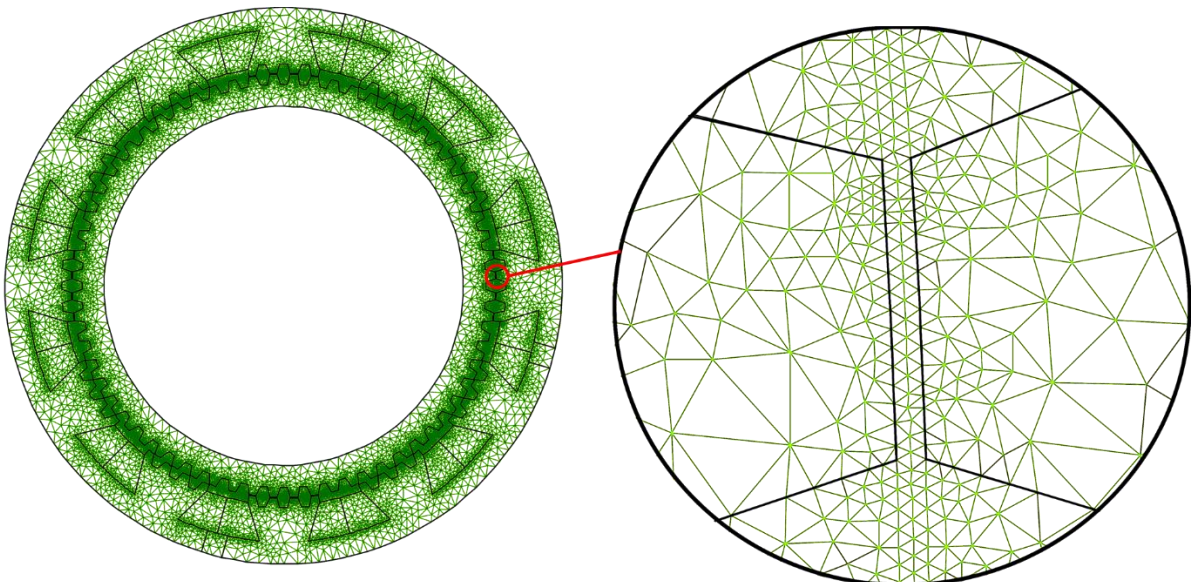


Figure II-15 Maillage de la structure

Une fois ces étapes réalisées, il est possible de lancer la résolution magnétique afin de déterminer le potentiel vecteur dans chaque point de l'espace et d'évaluer les performances de la structure.

II.3.6 Formulation et équations de la résolution magnétique

Pour un fonctionnement de la DSPM à plots dentés en régime permanent, nous procédons à la résolution d'un problème magnétostatique en formulation potentiel vecteur. La résolution permet de trouver, dans chaque point de la structure, la valeur de différentes grandeurs magnétiques (le potentiel vecteur A , l'induction B et le champ H).

- **Hypothèses :** Comme précisé précédemment, nous admettons que :
 - Le vecteur, densité de courant, \vec{J}_k ne possède qu'une seule composante (selon l'axe z).
 - La répartition de la densité de courant J_k dans la bobine k est connue et uniforme.
 - Les grandeurs électromagnétiques sont invariantes suivant la direction z .

II.3.6.1 Calcul du potentiel vecteur A

L'équation en potentiel vecteur en magnétostatique est :

$$\operatorname{div}\left(\frac{1}{\mu_0} \frac{1}{\mu_r} \overrightarrow{\operatorname{grad}}(A)\right) = J \Leftrightarrow \begin{cases} \operatorname{div}\left(\frac{1}{\mu_0} \overrightarrow{\operatorname{grad}}(A)\right) = 0 & \text{air} \\ \operatorname{div}\left(\frac{1}{\mu_0} \frac{1}{\mu_r} \overrightarrow{\operatorname{grad}}(A)\right) = 0 & \text{fer} \\ \operatorname{div}\left(\frac{1}{\mu_0} \frac{1}{\mu_r} \overrightarrow{\operatorname{grad}}(A)\right) = J_k & \text{conducteurs} \\ \overrightarrow{\operatorname{rot}}\left(\frac{\overrightarrow{\operatorname{rot}}(\vec{A})}{\mu_0 \mu_r}\right) = \overrightarrow{\operatorname{rot}}\left(\frac{\vec{M}}{\mu_0 \mu_r}\right) + \vec{J} & \text{aimants} \end{cases} \quad (\text{II. 12})$$

La résolution de ces équations permet la connaissance de A dans tous les nœuds constituant le maillage de la structure.

II.3.6.2 Calcul du flux magnétique

A partir du potentiel vecteur magnétique A , on détermine le flux embrassé par un seul plot (une bobine), puis le flux par phase. Le flux par plot est calculé par :

$$\psi = \iint_S \vec{B} \cdot \vec{ds} = \oint_C \vec{A} \cdot \vec{dl} = (A_{\text{aller}} - A_{\text{retour}}) \cdot \text{long} \quad (\text{II. 13})$$

A_{aller} est la valeur moyenne de A dans l'aire qui correspond aux conducteurs aller d'une bobine. A_{retour} est la valeur moyenne de A correspondante aux conducteurs retour de la même bobine. long représente la longueur axiale de la machine.

II.3.6.3 Calcul de l'induction magnétique

Les composantes B_x et B_y sont:

$$\vec{B} = \overrightarrow{\operatorname{rot}}(\vec{A}) \quad , \quad \vec{A} \begin{cases} A_x = 0 \\ A_y = 0 \\ A_z = A(x, y) \end{cases} \Rightarrow \vec{B} \begin{cases} B_x = \frac{\partial A}{\partial y} \\ B_y = -\frac{\partial A}{\partial x} \\ B_z = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 14})$$

II.4 Principe de la conversion d'énergie

II.4.1 Energie et Coénergie

De la résolution par éléments finis, on obtient l'induction B et le champ H dans tous les éléments du maillage. Le calcul des énergies et coénergies dans chaque élément peut se faire maintenant en distinguant trois zones de calcul. Dans chaque zone l'énergie et la coénergie (figure II.6) sont calculées différemment suivant la caractéristique magnétique du matériau considéré.

- *fer magnétique* : caractéristique définie dans (II.3.3.1)
- *aimant permanent* : caractéristique définie dans (II.3.3.3)
- *entrefer/conducteurs* : caractéristique linéaire avec $\mu = \mu_0$

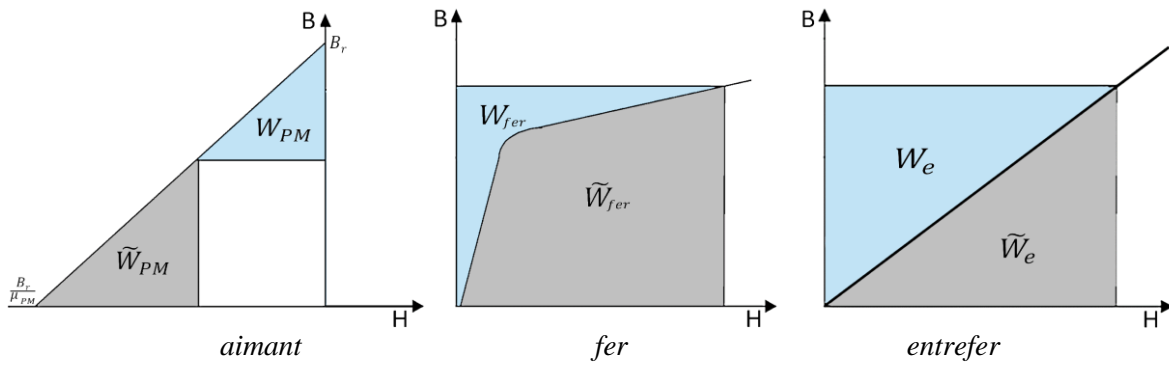


Figure II-16 : Energies et coénergies dans différentes zones de la machine

L'énergie W et la coénergie \tilde{W} totales sont alors la somme des énergies / coénergies dans tous les éléments du maillage composant la machine.

$$W(\theta) = \sum_{i=1}^{n_{\text{éléments}}} \iiint_v \left[\int_0^{B_i(\theta)} H_i(\theta) dB \right] dv \quad (\text{II. 15})$$

$$\tilde{W}(\theta) = \sum_{i=1}^{n_{\text{éléments}}} \iiint_v \left[\int_0^{H_i(\theta)} B_i(\theta) dH \right] dv \quad (\text{II. 16})$$

$n_{\text{éléments}}$: nombre d'éléments de maillage

v : volume des éléments considérés

W et \tilde{W} peuvent également être exprimées en fonction des courants et des flux dans les bobinages et de la position du rotor.

$$W(\theta) = W_{PM}(\theta) + \sum_{k=A}^C \int_0^{\psi_k(\theta)} i_k(\psi_A, \psi_B, \psi_C, \theta) d\psi_k \quad (\text{II. 17})$$

$$\tilde{W}(\theta) = \tilde{W}_{PM}(\theta) + \sum_{k=A}^C \int_0^{i_k(\theta)} \psi_k(i_A, i_B, i_C, \theta) di_k \quad (\text{II. 18})$$

W_{PM} et \tilde{W}_{PM} : sont l'énergie et la coénergie magnétique stockées dans le machine lorsque tous les courants sont nuls (dus aux aimants).

La Figure II-17 présente, pour une position donnée du rotor, l'énergie et la coénergie dans le plan $\psi(i)$ de la machine pour une phase.

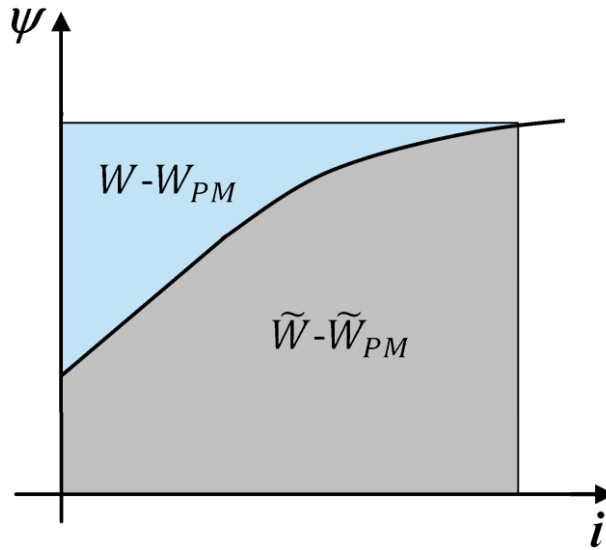


Figure II-17 : Energie et coénergie dans une machine comportant des aimants dans le plan $\psi(i)$

II.4.2 Cycle énergétique et ratio d'énergie

Le fonctionnement de la machine sur une période électrique avec une phase alimentée peut être décrit dans le plan $\psi(i)$ par le cycle de l'énergie présenté dans la Figure II-18.

Ce cycle représente les courbes Flux-Courant pour les deux positions particulières du rotor (conjonction et opposition). La position d'opposition pour la phase alimentée est la position où les axes des dents rotoriques sont situés au milieu de ceux des dents statoriques des plots correspondant à la phase alimentée. Cette position correspond à une réluctance d'entrefer maximale. Dans cette position la variation de flux en fonction du courant est quasiment linéaire. La réluctance d'entrefer diminue avec la rotation du rotor jusqu'à sa valeur minimale qui correspond à la position de conjonction où les dents rotoriques et statoriques des plots correspondants à la phase alimentée sont alignées. A cause de la faible valeur de la réluctance d'entrefer on remarque que la saturation magnétique apparaît rapidement à cette position.

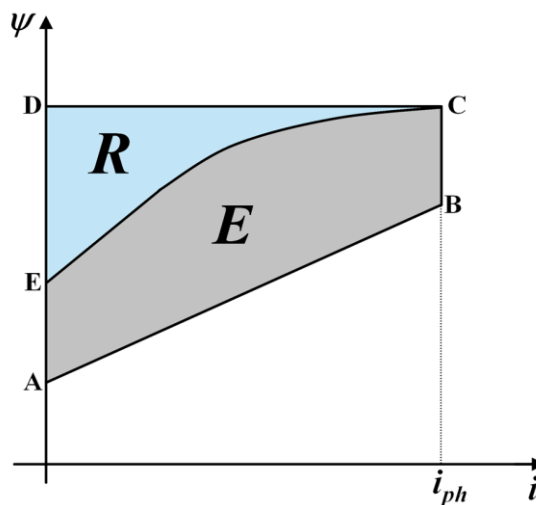


Figure II-18 : Cycle énergétique par phase

L'aire ABCD ($R+E$) représente l'énergie totale maximale mise en jeu dans l'ensemble machine-convertisseur. Cette valeur maximale de l'énergie totale est directement liée à la puissance apparente maximale du convertisseur [MIL 93].

L'aire ABCE (E) entre les deux courbes d'opposition et de conjonction représente le maximum d'énergie disponible pour la conversion électromécanique par cycle (prête à être convertie d'une énergie mécanique en une énergie électrique). En fonctionnement réel, seule une partie de cette énergie peut être utilisée.

L'aire ECD (R) est l'énergie maximale échangée entre la machine et le convertisseur de puissance sans être convertie. Elle est nécessaire pour assurer le fonctionnement de l'ensemble machine-convertisseur.

Au cours de la conversion d'énergie, le rapport de l'énergie mise en jeu et de l'énergie récupérée affecte considérablement l'efficacité de conversion d'énergie. Ce ratio d'énergie noté λ est introduit par [LAW 80] et Miller [MIL 85] dans le cas de la MRV à double saillance (grosses dents) classiques. Nous l'étendons dans ce travail à la machine excitée.

Le ratio d'énergie qui exprime la capacité d'utilisation de l'énergie intrinsèque dans un système de conversion électromécanique peut alors être défini sur un cycle énergétique (*Figure II-18*) comme suit :

$$\lambda = \frac{E}{E + R} \quad (\text{II. 19})$$

Avec :

$$E = \tilde{W}(\theta_{conj}) - \tilde{W}(\theta_{opp}) \quad (\text{II. 20})$$

$$R = W(\theta_{conj}) - W_{PM}(\theta_{conj}) \quad (\text{II. 21})$$

Ce ratio est un concept général similaire au facteur de puissance dans le cas des machines alternatives classiques. Il indique la part d'énergie convertie (E) par rapport à l'énergie totale mise en jeu entre la machine et le convertisseur ($E+R$). λ donne donc une idée du dimensionnement du convertisseur de puissance associé à la machine. L'amélioration de ce rapport conduit à la diminution de la taille de ce convertisseur. Plus λ est proche de 1 plus la puissance nominale du convertisseur est proche de celle de la machine. Un λ faible entraîne un convertisseur surdimensionné par rapport à la puissance active de la machine.

II.4.3 Effet de la saturation magnétique sur le ratio d'énergie

Pour visualiser l'effet global de la saturation, nous considérons des caractéristiques (ψ, i) de 2 systèmes, l'un non saturé et l'autre très saturé (*Figures II.19*). Pour chaque système, nous considérons 2 positions quelconques du rotor par rapport au stator.

On peut remarquer sur ces figures qu'en présence de saturation magnétique, l'énergie convertie E croît plus vite que l'énergie R conduisant ainsi à l'amélioration du ratio d'énergie λ .

Dans le chapitre III, nous proposerons une méthode d'optimisation de la machine qui tient compte de ce ratio ainsi que du couple massique.

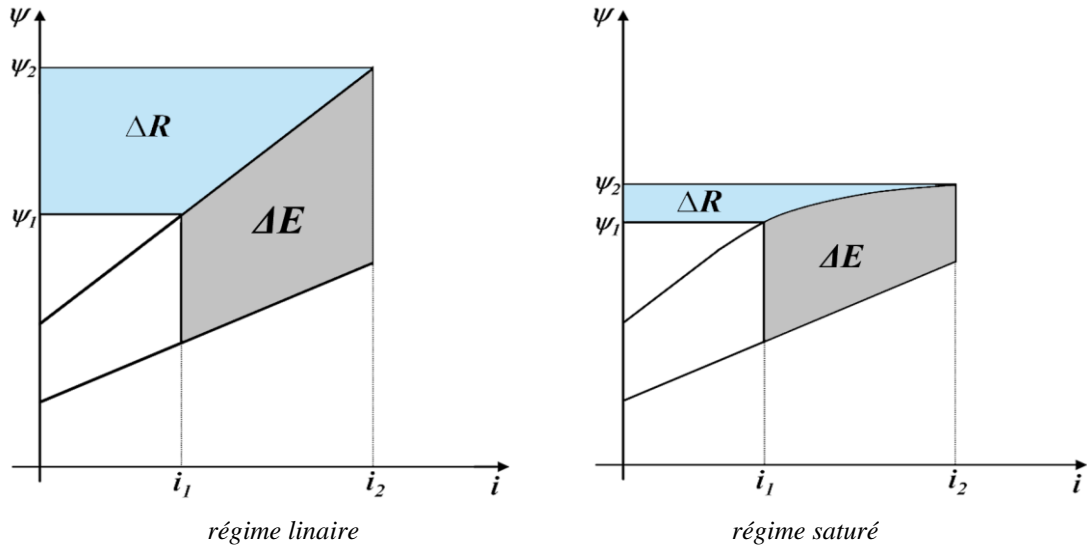


Figure II-19 : Effet de la saturation sur les énergies E et R

II.4.4 Calcul du couple électromagnétique

La détermination de la puissance fournie par la génératrice est faite à partir de la connaissance de son couple et de sa vitesse ($P = \Gamma \Omega$). Le calcul du couple électromagnétique par éléments finis peut se faire en utilisant plusieurs méthodes [SAD 92] [CAS 08] : à partir du tenseur de Maxwell ou à partir de la variation de l'énergie ou de la coénergie magnétique.

II.4.4.1 Méthode du tenseur de Maxwell

La force globale de la machine est calculée par l'intégration des tenseurs de Maxwell ($T_{x,y,z}$) sur une surface fermée entourant le rotor.

$$F = \oint_S \text{div } T_{x,y,z} dS \quad (\text{II. 22})$$

En 2D, le tenseur de Maxwell est défini par l'équation (II.23) et l'intégrale sur une surface est réduite à une intégrale linéique sur un contour le long de l'entrefer.

$$T_{x,y} = \frac{1}{\mu_0} \begin{bmatrix} B_x^2 - \frac{1}{2}|B|^2 & B_x B_y \\ B_y B_x & B_y^2 - \frac{1}{2}|B|^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 23})$$

En général, on choisit comme contour d'intégration un cercle fermé de rayon ($r = R_r + e/2$).

Le couple est déterminé, pour chaque position du rotor, à partir de la composante tangentielle de la force par (en cylindrique) [SAD 92] :

$$\Gamma = \text{long} \oint_l r \frac{1}{\mu_0} B_r B_\theta dl \quad (\text{II. 24})$$

long : est la longueur axiale et *l* : est le contour d'intégration

II.4.4.2 Travaux virtuels

Cette méthode est bien adaptée à l'analyse par éléments finis des machines électriques et elle est souvent utilisée dans la littérature [SAD 92] [CAS 08]. La méthode est basée sur la variation de la coénergie sur un petit déplacement. Le couple électromagnétique égal à la dérivée de la coénergie par rapport à la position angulaire avec un courant constant :

$$\Gamma = \frac{d\tilde{W}}{d\theta} = \frac{d}{d\theta} \int_v \int_0^H B dH dv \quad |_{i=cont} \quad (\text{II. 24})$$

$$\Gamma = \frac{\tilde{W}(\theta + \Delta\theta) - \tilde{W}(\theta)}{\Delta\theta} \quad (\text{II. 25})$$

$\Delta\theta$ représente le déplacement.

Dans cette méthode, pour déterminer le couple à une position donnée, il est nécessaire de faire deux résolutions à courants identiques et à positions du rotor différentes.

Remarquons que pour obtenir le couple sur une période électrique (de 0° à 360° électrique) avec un pas calcul du couple tous les 1° , l'utilisation de l'une ou de l'autre méthode nécessite d'effectuer 360 simulations.

II.5 Modes de fonctionnement de la DSPM

II.5.1 Fonctionnement à vide

Dans un premier temps, on s'intéresse au flux créé par les aimants seuls sans présence des courants statoriques. Le bobinage statorique n'est donc pas alimenté et la seule source du champ dans ce cas est constituée par les aimants permanents (*SmCo* avec une induction rémanente $B_r=0.94 \text{ T}$). Nous effectuerons l'ensemble des simulations sur la structure de référence dont les dimensions sont données dans le *tableau II.2*. La *Figure II-20* présente la cartographie des lignes de champ et la distribution de l'induction dans la DSPM pour la position de conjonction de la phase B.

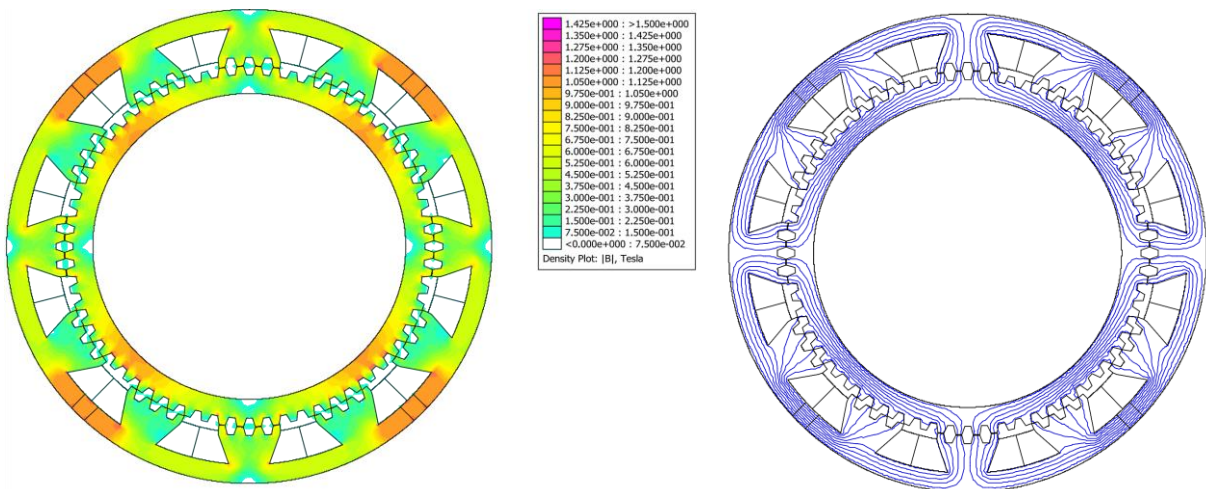


Figure II-20 : Lignes du champ et distribution de l'induction dans la DSPM à vide

Pour calculer le flux dans chaque phase à vide, on détermine sur une période électrique les flux embrassés par les plots (1, 2 et 3) correspondants aux phases (A, B et C) respectivement, puis on

les multiplie par le nombre de spires par plot ($N_{spires}=160$) et par le nombre de plots par phase (Figure II-21(a)). On observe que le flux par phase reste positif avec une valeur moyenne d'environ 1.1 Wb et que son ondulation a une forme pratiquement sinusoïdale (Figure II-21(a)). Cette structure fait apparaître une légère dissymétrie entre la phase B et les deux autres phases (Figure II-21(b)). En effet, de part la disposition des aimants dans la culasse statorique le trajet des lignes de champ de la phase B est légèrement différent des deux autres.

On développe en série de Fourier les variations de ces flux. On dérivera ensuite la série obtenue pour pouvoir obtenir les forces électromotrices totales des phases A , B et C (Figure II-21(c)). En se limitant à l'harmonique 7, on obtient une valeur efficace de la FEM à vide de 129.08V .

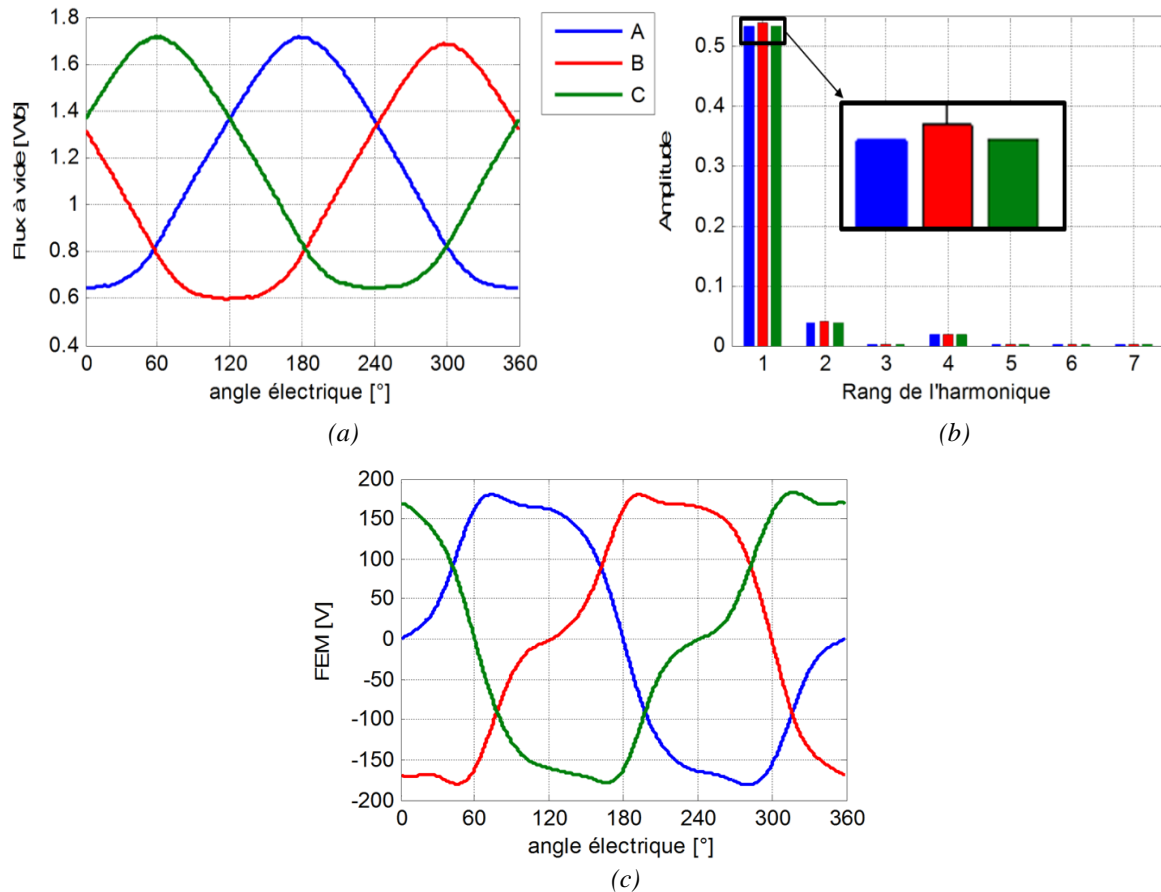


Figure II-21 : Flux et FEMs à vide

■ Couple de détente

Lorsque le rotor tourne, le trajet du flux des aimants permanents rencontre un entrefer global variable conduisant à la variation de la coénergie avec la position. Cette variation de la coénergie entraîne la création d'un couple appelé "couple de détente". La Figure II-22 montre l'évolution de la coénergie à vide et du couple de détente sur une période électrique égale à 360° . A partir de la Figure II-22(a), on remarque que la variation de la coénergie présente une symétrie par rapport à 180° qui correspond à la position de conjonction des dents de la phase B . La Figure II-22(c) montre que la variation du couple de détente présente une symétrie centrale par rapport au point $[0\text{ N.m}, 180^\circ]$. Ces symétries ne sont pas parfaites à cause du maillage qui varie avec la position du rotor. Le calcul de la dérivée de la coénergie est obtenu en développant sa variation en série de Fourier et en utilisant les 15 premiers harmoniques.

Le couple de détente obtenu est très faible ; sa valeur absolue maximale est de 7.86 N.m , ce qui correspond à environ 1.9% du couple nominal.

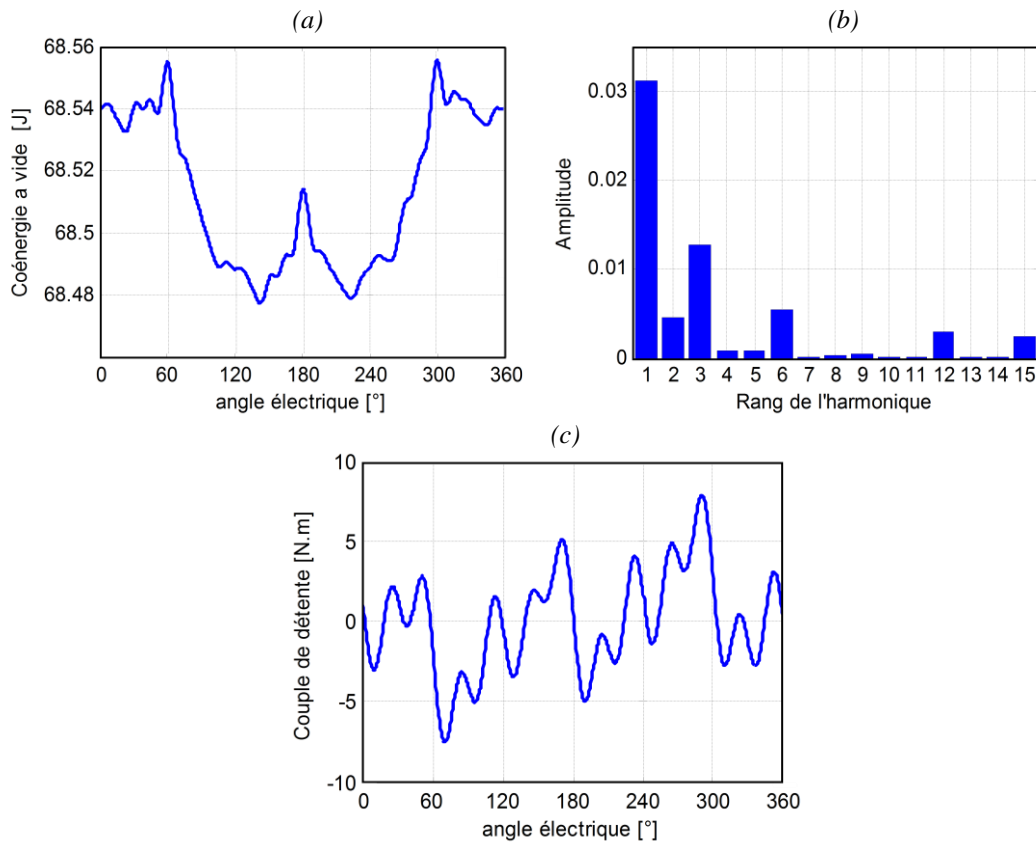


Figure II-22 : Coénergie à vide et couple de détente
(0° correspond à la position d'opposition de la phase B)

II.5.2 Fonctionnement en charge

Le courant dans chaque phase dépend de la stratégie de commande utilisée, nous considérons dans cette partie le mode de fonctionnement avec des courants rectangulaires unidirectionnels. La stratégie de commande consiste à exciter successivement chaque phase seule sur 1/3 d'une période électrique (120° électriques). Quel que soit l'instant on peut alors considérer que seule une phase est alimentée. En effet dans cette partie, les temps de montée et d'extinction des courants ne sont pas pris en compte ; l'effet de croisement entre phases durant la commutation des courants est aussi négligé. Dans le chapitre IV nous tiendrons compte de ces effets.

Dans notre simulation, le courant dans chaque phase est considéré constant et positif pendant toute la durée de sa conduction, entre les angles (θ_{on} et θ_{off}), qui correspondent aux ordres d'allumage et d'extinction du courant de phase (Figure II-23).

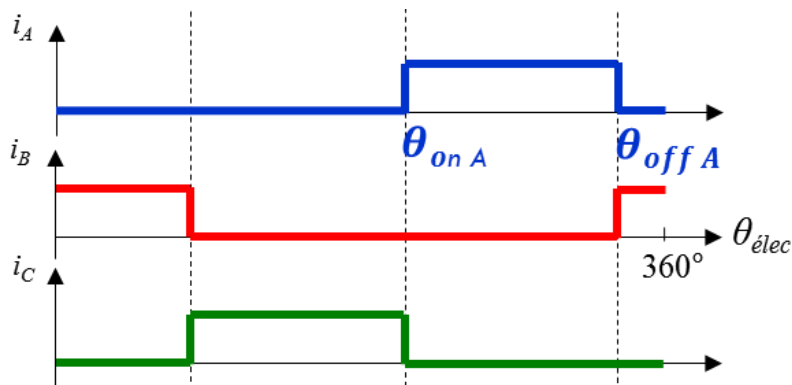


Figure II-23 : Forme des courants

Le couple de la DSPM correspond alors à la superposition des 3 couples statiques (couple avec une phase alimentée par un courant nominal constant) de chaque phase pendant sa durée de conduction. La figure II-24 présente les coénergies et les couples obtenus pour un courant de phase de 9.57A ce qui correspond à une densité du courant de 5A/mm² avec un coefficient de remplissage de 0.5. Le couple est calculé à partir de la dérivée de la coénergie totale dans la structure (II.4.4.2).

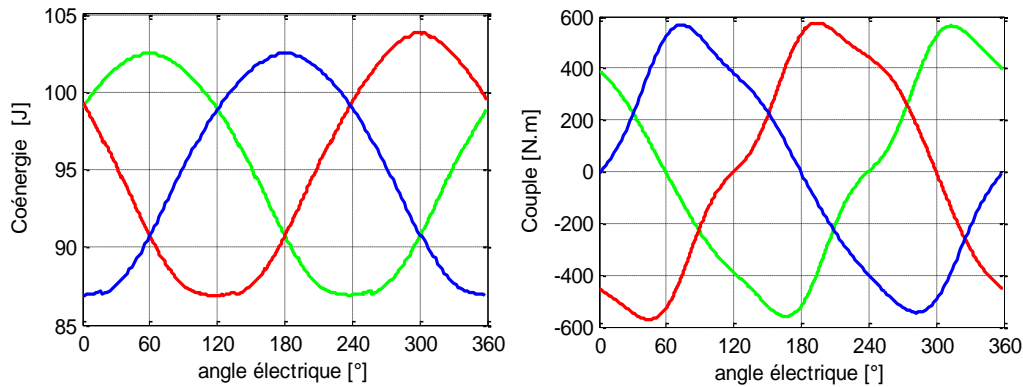


Figure II-24 : Coénergies et couples statiques (3 phases)

En choisissant ($\theta_{on A} = 210^\circ$, $\theta_{off A} = 330^\circ$), ($\theta_{on B} = 330^\circ$, $\theta_{off B} = 90^\circ$), ($\theta_{on C} = 90^\circ$, $\theta_{off C} = 210^\circ$) et avec les formes d'onde des courants idéalisées de la Figure II-23, la machine a un couple moyen absolu de 404 N.m avec une ondulation de 42% par rapport à sa valeur moyenne (Figure II-25). Ce résultat correspond à un couple massique moyen de 4.38 N.m/kg (max de 6.24 N.m/kg) sachant que la structure DSPM a une masse active de 92.13 kg (têtes de bobines comprises).

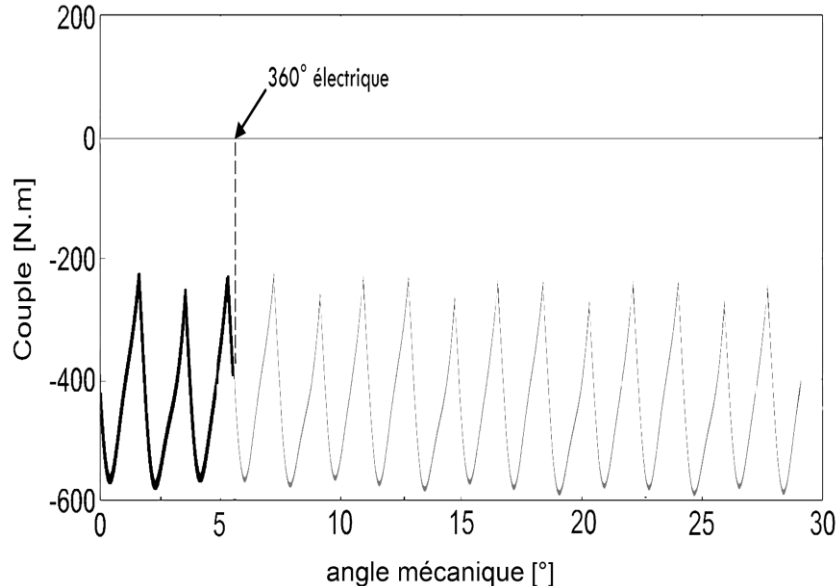


Figure II-25 : Couple de la DSPM pour chaque phase alimentée seule sur 120°

La Figure II-26 présente les lignes du champ et la distribution de l'induction magnétique dans la structure. La simulation est effectuée pour la position 30° électrique (position de conjonction des dents pour la phase A) et seule la phase A est alimentée par un courant de 9.57A. La carte de la distribution de l'induction donne une vue sur l'état magnétique de la structure, permettant de détecter les zones saturées. Nous observons des inductions de l'ordre de 1.6 à 1.9T dans les petites dents sur les plots qui portent le bobinage de la phase A et dans certaines zones des culasses statorique et rotorique. D'après la caractéristique $B(H)$ du fer (Figure II-10), ces valeurs montrent que la machine fonctionne en mode fortement saturé.

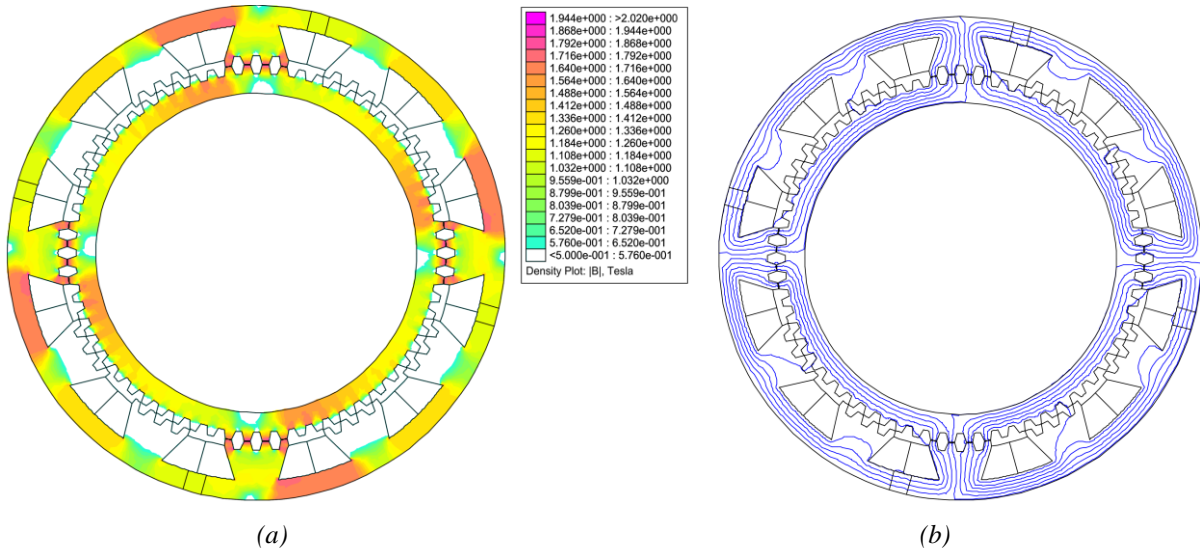


Figure II-26 : Lignes du champ et carte de distribution de l'induction (phase A en position de conjonction)

Les répartitions spatiales de la composante normale de l'induction (B_n) et la composante tangentielle du champ (H_t) au milieu de l'entrefer, sont illustrées sur la Figure II-27. Cela est réalisé par le relevé des valeurs de 10000 points sur un contour circulaire de rayon $R_r + e/2$ et une longueur 956mm (360° mécanique, le 0° est au milieu du plot 1 de la phase A).

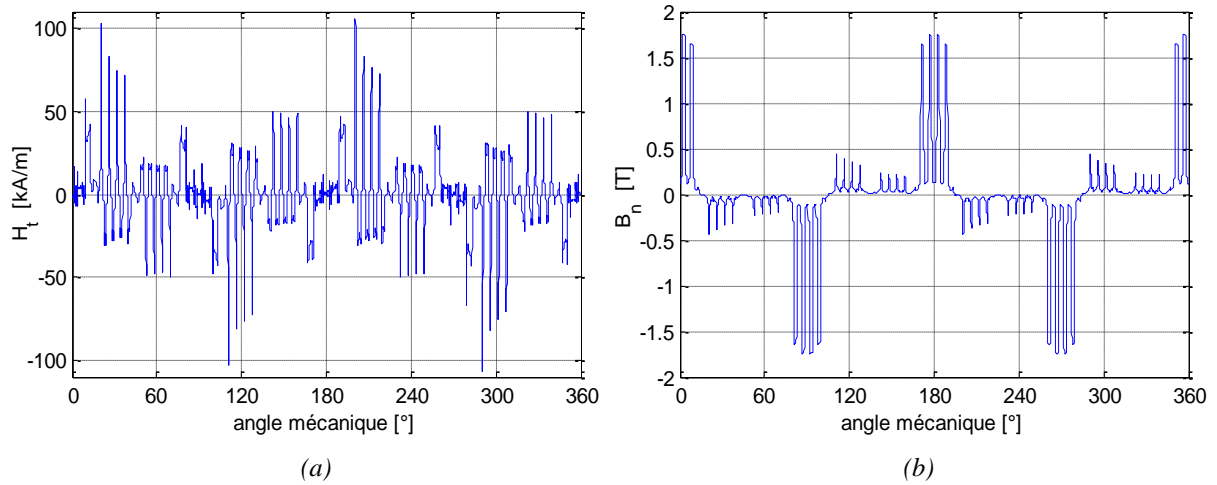


Figure II-27 : H_t , B_n au milieu de l'entrefer

II.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter le fonctionnement basique d'une DSPM au niveau qualitatif et d'introduire des outils et des méthodes nécessaires à la caractérisation du fonctionnement d'une telle machine. Ces outils permettent d'évaluer les caractéristiques de fonctionnement de la machine et son état de saturation par une approche numérique par éléments finis 2D. Ces outils ont été mis en œuvre sur une structure de référence qui avait été optimisée lors de travaux antérieurs en vue de maximiser le couple massique pour un cahier des charges donné.

Nous utiliserons par la suite les outils présentés afin, d'une part de mettre en œuvre un processus de dimensionnement optimal avec prise en compte du dimensionnement du convertisseur et d'autre part, de nous pencher sur le fonctionnement en vitesse variable de cette machine.

Chapitre III

Dimensionnement optimal de la DSPM avec prise en compte du convertisseur statique

Chapitre III Dimensionnement optimal de la DSPM avec prise en compte du convertisseur statique	47
III.1 Introduction	49
III.2 Critères de dimensionnement.....	49
III.3 Méthodologie d'optimisation.....	51
III.3.1 Étude paramétrique	53
III.3.1.1 Influence de la forme des petites dents trapézoïdales	54
III.3.1.2 Influence de la géométrie des aimants	56
III.3.1.3 Influence de la géométrie de la culasse rotorique	57
III.3.1.4 Influence de l'angle d'ouverture de l'encoche.....	58
III.3.1.5 Synthèse de l'étude paramétrique	58
III.3.2 Optimisation globale	59
III.3.2.1 Comparaison de 3 configurations typiques	61
III.4 Conclusion.....	65

Liste des figures

<i>Figure III-1 : Stratégie de commande.....</i>	<i>50</i>
<i>Figure III-2 : Organigramme d'optimisation</i>	<i>51</i>
<i>Figure III-3 : Principaux paramètres géométriques de la DSPM.....</i>	<i>52</i>
<i>Figure III-4 : Prototype de la DSPM en cours de construction.....</i>	<i>54</i>
<i>Figure III-5 : Variation du couple massique et du ratio d'énergie avec le rapport cyclique et la hauteur des dents</i>	<i>55</i>
<i>Figure III-6 : Variation du couple massique et du ratio d'énergie avec l'épaisseur et la hauteur de l'aimant</i>	<i>57</i>
<i>Figure III-7 : Variation de la culasse rotorique</i>	<i>57</i>
<i>Figure III-8 : Variation du couple massique et du ratio d'énergie avec l'ouverture d'encoche</i>	<i>58</i>
<i>Figure III-9 : Ratio d'énergie, couple massique et pertes Joules pour 10 000 configurations de DSPM.....</i>	<i>59</i>
<i>Figure III-10 : Front de Pareto et coût des 10 000 configurations de DSPM.....</i>	<i>60</i>
<i>Figure III-11 : Tendances des paramètres géométriques sur le front de Pareto</i>	<i>61</i>
<i>Figure III-12 : Densité de flux dans les trois configurations à pleine charge</i>	<i>63</i>
<i>Figure III-13 : Flux à vide et FEM des 3 configurations DSPM.....</i>	<i>64</i>
<i>Figure III-14 : Couple statique des 3 configurations DSPM.....</i>	<i>64</i>
<i>Figure III-15 : Courbes flux-courant.....</i>	<i>65</i>
<i>Figure III-16 : Inductances propres des 3 configurations sous deux niveaux du courant.....</i>	<i>65</i>

III.1 Introduction

La DSPM présentée dans le chapitre précédent a été dimensionnée uniquement pour avoir un couple massique le plus élevé possible sans considérer de contraintes sur le dimensionnement du convertisseur statique associé à cette génératrice. Le but de ce chapitre est d'optimiser le dimensionnement de l'ensemble machine-convertisseur. On cherche ainsi à maximiser la compacité (augmentation de couple/puissance à volume ou masse donnée) et minimiser la puissance apparente mise en jeu dans l'ensemble machine-convertisseur (qui est liée au dimensionnement du convertisseur statique). Cela peut être traduit par un problème d'optimisation multi-objectif, où on cherche à maximiser en même temps le couple massique et le ratio d'énergie que l'on appelle λ .

Dans cette procédure d'optimisation, nous utilisons le modèle numérique par éléments finis présenté dans le chapitre II pour analyser le comportement de la structure de DSPM en fonction de ses paramètres géométriques. En première étape, une étude paramétrique vise à observer et dégager séparément l'influence de chaque paramètre. Dans une seconde étape, une procédure d'optimisation plus complète est utilisée pour déterminer les combinaisons des paramètres donnant le ratio d'énergie et le couple massique les plus élevés pour un volume fixe (rayon extérieur et longueur sont fixés). Cette approche permet de déterminer un front de Pareto offrant un grand nombre de topologies de la structure DSPM. Trois machines de ce front sont retenues et leurs performances sont analysées et comparées.

III.2 Critères de dimensionnement

Dans ce chapitre, le mode de fonctionnement choisi consiste à alimenter chaque phase seule sur 1/3 d'une période électrique par un courant fixe monodirectionnel (chaque phase est alimentée seule sur une durée qui correspond à 120° électrique par un courant qui est contrôlé à une valeur constante). Cette stratégie de commande avec des courants carrés monodirectionnels est présentée dans la Figure III.1.

Les angles θ_{on_X} et θ_{off_X} avec $X \in [A, B, C]$, correspondent aux angles électriques d'alimentation et d'extinction du courant pour chaque phase notée X. Pour la phase A on a ainsi $\theta_{on A} = 210^\circ$, $\theta_{off A} = 330^\circ$, pour la phase B, $\theta_{on B} = 330^\circ$, $\theta_{off B} = 90^\circ$ et pour la phase C, $\theta_{on C} = 90^\circ$, $\theta_{off C} = 210^\circ$ comme le montre la Figure III.1.

Le couple total sur une période électrique se déduit du couple produit par une phase lorsque elle est alimentée. Il correspond à la superposition successive des 3 couples statiques de chaque phase (dernière courbe de la figure III.1). L'analyse d'une seule phase sur 120° électriques suffit donc pour décrire le fonctionnement de la machine. Pour cela nous utiliserons le cycle d'énergie dans le plan $\psi(i)$ représenté par les courbes flux-courant pour les deux angles (θ_{on} et θ_{off}).

Les deux critères de performance à optimiser sont le couple massique et le ratio d'énergie, lorsque les paramètres géométriques de la structure DSPM varient. La détermination de ces deux grandeurs s'appuie sur le diagramme de conversion d'énergie sur un cycle (Figure II.19).

Nous avons vu dans la section (II.4.2) que le ratio d'énergie est défini sur un cycle énergétique comme suit :

$$\lambda = \frac{E}{E + R} \quad (\text{III. 1})$$

Avec :

$$E = \tilde{W}(\theta_{off}) - \tilde{W}(\theta_{on}) \quad (\text{III. 2})$$

$$R = W(\theta_{off}) - W_{PM}(\theta_{off}) \quad (\text{III. 3})$$

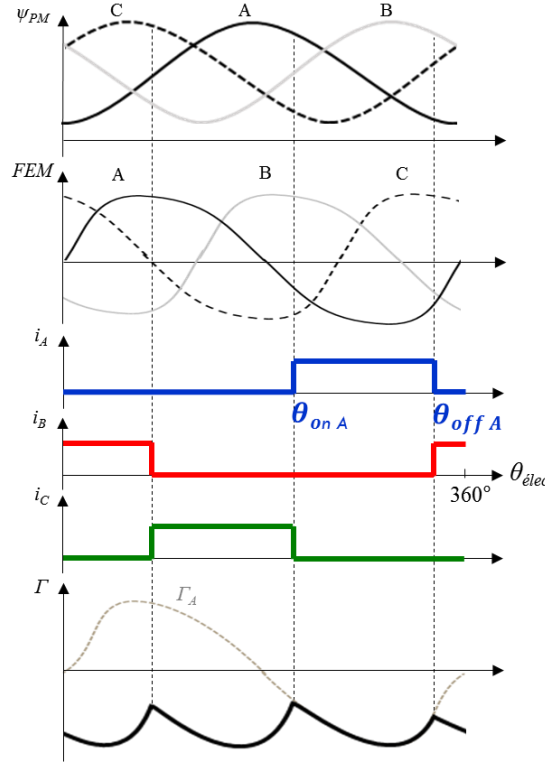


Figure III-1 : Stratégie de commande

Une expression du couple moyen est approchée à partir de l'hypothèse simplificatrice que la dérivée de la coénergie est constante entre les positions angulaires θ_{on} et θ_{off} . Cela nous permet d'évaluer le couple moyen à partir de la différence de coénergie entre les deux positions angulaires. Durant un tour mécanique, chaque phase de la DSPM voit N_r (64) cycles énergétiques. Le couple total moyen est alors :

$$\Gamma_{moy} \approx Nr \left(\frac{E}{\theta_{off} - \theta_{on}} \right) \quad (\text{III. 4})$$

Le couple massique est le couple moyen divisé par la masse des parties actives de la machine.

$$\Gamma_{mass} = \frac{\Gamma_{moy}}{M_{active}} \quad (\text{III. 5})$$

Il est donc possible de définir E et R et de pouvoir calculer le ratio d'énergie et le couple massique pour chaque configuration de la DSPM en effectuant seulement 3 calculs par éléments finis.

- à vide et en position θ_{off} : $W_{PM}(\theta_{off})$
- une phase alimentée en position θ_{on} : $\tilde{W}(\theta_{on})$
- une phase alimentée en position θ_{off} : $W(\theta_{off})$ et $\tilde{W}(\theta_{off})$

On détermine ensuite les pertes Joule dissipées au niveau du bobinage à partir de la connaissance de la valeur de la résistance statorique. Concernant les pertes fer, nous n'avons pas encore de modèle précis pour les calculer.

III.3 Méthodologie d'optimisation

Nous cherchons à formaliser et à résoudre numériquement un problème qui consiste à déterminer les solutions satisfaisant des fonctions objectif tout en respectant d'éventuelles contraintes :

- Les solutions à trouver sont des configurations de la structure DSPM (les dimensions géométriques sont les variables d'optimisation).
- Les fonctions objectif à maximiser sont le couple massique et le ratio d'énergie (en se basant sur le diagramme de conversion d'énergie sur un cycle (II.4.2)).
- Les contraintes sont liées aux dimensions géométriques définissant la structure DSPM.

Le problème d'optimisation est exprimé sous la forme d'un programme sous Matlab qui fait appel à FEMM. Le schéma bloc (Figure III-2) décrit la procédure suivie avec les entrées / sorties suivantes :

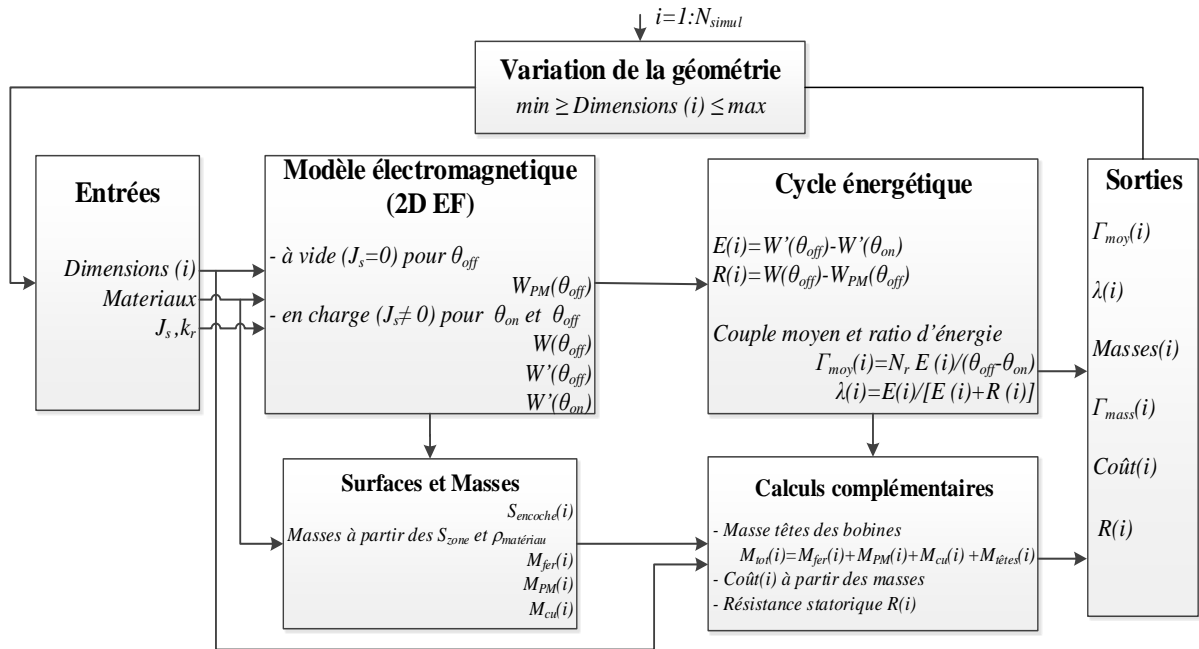


Figure III-2 : Organigramme d'optimisation

■ Entrées de dimensionnement

Dans ce bloc, nous précisons les dimensions géométriques de la configuration DSPM(i) ainsi que les paramètres de conception :

Variables d'optimisation :

- Dimensions géométriques de la structure (E_{PM} , H_{PM} , R_r , $\alpha_{s1} \dots$)

Paramètres fixés :

- Caractéristiques des matériaux (PM : (B_r, H_c), Fer : $B(H)$ et Cu : (μ_{cu}, σ_{cu}))
- J_s : qui définit le courant max (I_{max}) dans un conducteur du bobinage
- k_r : coefficient de remplissage

▪ **Sorties pour chaque configuration DSPM(i)**

- Couple moyen, couple massique et ratio d'énergie
- Masses (PM, Fer, Cu)
- Coût à partir des masses des parties actives
- Nombres de spires et résistance statorique

La Figure III-3 présente les 13 paramètres géométriques (variables d'optimisation) à déterminer. Ce sont :

- Paramètres des petites dents trapézoïdales : h_s , h_r , α_{r1} , α_{s1} , α_{r2} , α_{s2}
- Paramètres des aimants : E_{PM} , $H_{PM}=E_s$
- Paramètres des encoches : angle d'ouverture β , hauteur bobine H_{bob}
- Point A (R_A , β_A)
- Rayon d'alésage R_r
- Culasses rotor E_r

Les contraintes et limites sur ces variables sont définies dans le tableau III-1.

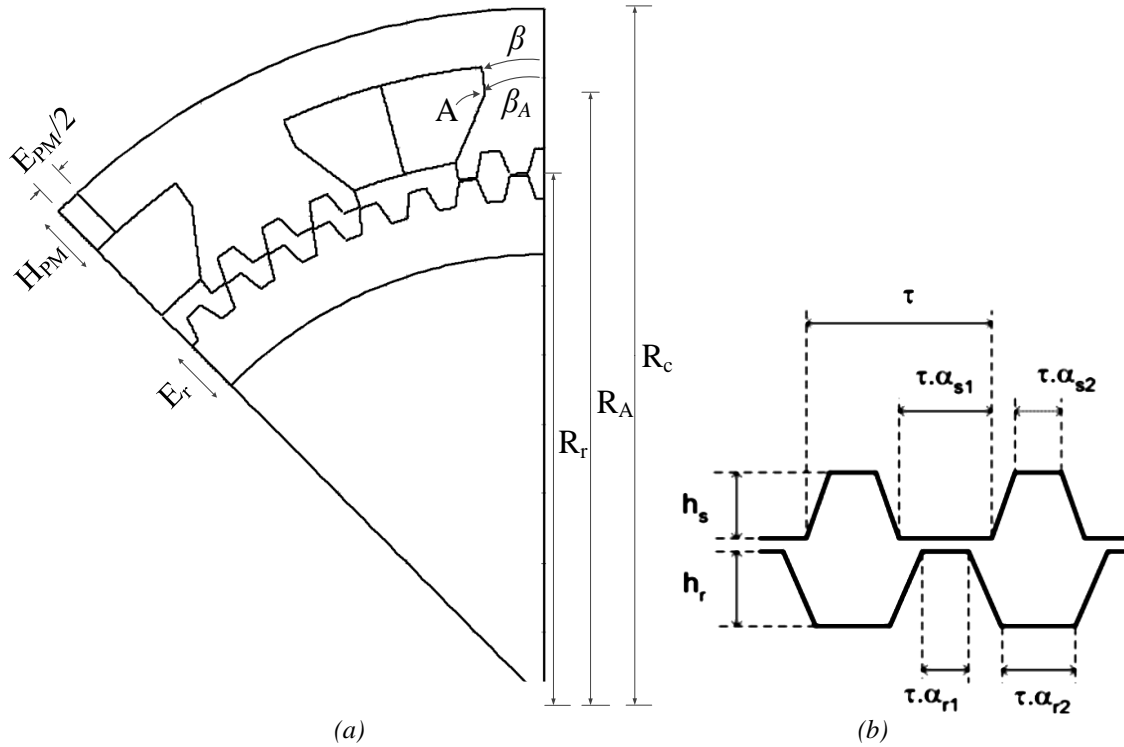


Figure III-3 : Principaux paramètres géométriques de la DSPM

$4mm \leq (h_s, h_r) \leq 14mm$
$0.2 \leq (\alpha_{r1}, \alpha_{s1}, \alpha_{r2}, \alpha_{s2}) \leq 0.5$
$6mm \leq E_{PM} \leq 26mm$
$5mm \leq (H_{PM}, E_r) \leq 30mm$
$150mm \leq R_r \leq 160mm$
$155mm \leq R_A \leq 170mm$
$1^\circ \leq (\beta, \beta_A) \leq 15^\circ$

Tableau III-1 : Contraintes sur les dimensions

III.3.1 Étude paramétrique

Afin de quantifier l'impact de la variation des paramètres géométriques sur les performances et le dimensionnement de la structure une étude paramétrique est réalisée. Cette étude vise à observer et dégager séparément l'influence de chaque paramètre.

L'étude paramétrique nécessite une structure de référence à partir de laquelle on fait varier les paramètres d'étude. Le *Tableau III-2* présente le détail des paramètres géométriques et physiques de cette structure de référence issue d'un premier dimensionnement.

Les lignes grisées du *Tableau III-2* correspondent à des grandeurs imposées pour le dimensionnement. Le volume occupé par la DSPM est conservé (le diamètre externe et la longueur de la machine sont fixés avec un rapport diamètre/longueur de 1.33). Les nombres de plots et de dents par plot sont également fixés.

Cette étude paramétrique consiste à faire varier un paramètre en gardant tous les autres fixes. Pour chaque paramètre dont la variation est étudiée on s'intéressera à l'évolution du couple massique et du ratio d'énergie afin d'apprécier la sensibilité de ce paramètre.

Données de référence	Nom	Valeur
STATOR		
Longueur du circuit magnétique	$long$	150 mm
Rayon extérieur statorique	R_c	200 mm
Rayon intérieur statorique	$R_r + e$	152.5 mm
Épaisseur culasse statorique	E_s	16 mm
Nb. dents statorique	N_s	48
Paramètres petites dents statoriques	$\alpha_s ; h_s$	0,35 ; 7mm
Nb. de plots au stator	N_{plot}	12
Nb conducteurs par plot	N_{spires}	160
Surface conducteur	S_{cond}	2.5 mm ²
Densité du courant	J_s	5 A/mm ²
Nb. aimants	N_{PM}	4
Dimensions aimants	$H_{PM} * E_{PM} * l_{PM}$	16*15*150 mm
Induction rémanente à 20°C	B_r	0,94 T
Perméabilité relative	μ_{rPM}	1.0247
Entrefer	e	0,5 mm
ROTOR		
Rayon extérieur rotorique	R_r	152 mm
Rayon intérieur rotorique	R_m	129 mm
Épaisseur culasse rotorique	E_r	16 mm
Nb. Dents rotoriques	N_r	64
Paramètres petites dents rotoriques	$\alpha_r ; h_r$	0,35 ; 7mm

Tableau III-2 : Paramètres géométriques et physiques de structure de référence

Cette structure de référence que nous nommerons « DSPMP0 » correspond à une première conception de la génératrice DSPM de faible puissance conçue pour une turbine expérimentale à l'échelle de laboratoire. Cette structure est en cours de construction (Figure III-4). Ses

caractéristiques sont présentées dans le tableau III-3. Les premiers éléments de réalisation sont présentés à la figure III-4.

P	puissance	2 kW
Ω	vitesse	50 rpm
N_{turns}	nombre de spires	160
J_s	densité du courant	5 A/mm ²
k_r	facteur de remplissage	0.5
B_r	PM aimantation	0.94 T
μ_{PM}	PM perméabilité relative	1.089

Tableau III-3 : Caractéristiques de la structure de référence



Figure III-4 : Prototype de la DSPM en cours de construction

Afin de normaliser les résultats, les grandeurs sont données sous forme réduite (en p.u) et définies par l'expression :

$$X(p.u) = \frac{X}{X_{référence}} \quad (III. 2)$$

où X représente une grandeur quelconque de l'étude.

III.3.1.1 Influence de la forme des petites dents trapézoïdales

Cette partie consiste à étudier l'effet de la variation de la géométrie des petites dents tout en conservant les autres paramètres géométriques égaux à ceux de la structure de référence "DSPM0". Il s'agit donc de voir l'influence de la hauteur des dents ainsi que leur largeur. Avec un pas dentaire constant ($\tau=2\pi/N_r$), la forme des dents est définie par les 6 paramètres: α_{s1} , α_{s2} , α_{r1} , α_{r2} , h_s et h_r (Figure III-3(b)). Une analyse simplifiée est réalisée en supposant la même forme des dents au stator et au rotor $\alpha_{s1}=\alpha_{s2}=\alpha_{r1}=\alpha_{r2}=\alpha$ et $h_s=h_r=h$.

Les largeurs des dents sont alors définies par les rapports cycliques α_s et α_r (Figure III-3(b)). α varie entre [0.25-0.45] soit en p.u. entre [0.71-1.29]. La Figure III-5(a) montre les évolutions du ratio d'énergie λ et du couple massique Γ_{mass} avec les largeurs des dents. Les variations du couple massique et du ratio d'énergie sont déterminées à partir des énergies E et R définis sur

le cycle énergétique (Figure III-5(c)). Le couple massique atteint sa valeur maximale à approximativement $\alpha=0.34$ soit $\alpha=0.97$ en p.u. Pour cette valeur de α , la valeur du ratio d'énergie est également proche de sa valeur maximale.

On s'intéresse ensuite à la variation de la hauteur des dents (les culasses statorique et rotorique sont identiques). La variation est faite sur un intervalle de [4-14] mm ce qui correspond à [0.57-2] en p.u (Figure III-5(b)). La limite de la hauteur des dents dépend des deux angles β et β_A (ouverture d'encoche et point A).

Si on analyse qualitativement les résultats, il faut garder en mémoire que le couple de la DSPM dépend, entre autres, de deux effets : la saillance et la saturation magnétique. Pour les petites valeurs de h , plus les dents sont profondes, plus l'effet de saillance est important ce qui conduit à augmenter le couple. Ce bénéfice obtenu par la saillance sera contrebalancé par le niveau élevé de saturation pour les hautes valeurs de h . Ces deux effets conduisent à un couple maximal observé sur la Figure III-5(b) à $h=8\text{mm}$ soit $h=1.14$ en p.u.

La présence de la saturation magnétique affecte la forme des caractéristiques ψ (i), et modifie le ratio d'énergie. Le ratio d'énergie augmente, de ce fait, avec h sur tout l'intervalle balayé.

On constate la pertinence du premier dimensionnement, En effet, les valeurs $\alpha=0,35$ et $h=7\text{mm}$ (soit $\alpha=1\text{p.u}$ et $h=1\text{p.u}$) retenues dans la structure de référence conduisent à des valeurs proches des résultats optimaux à la fois pour le couple massique et le ratio d'énergie.

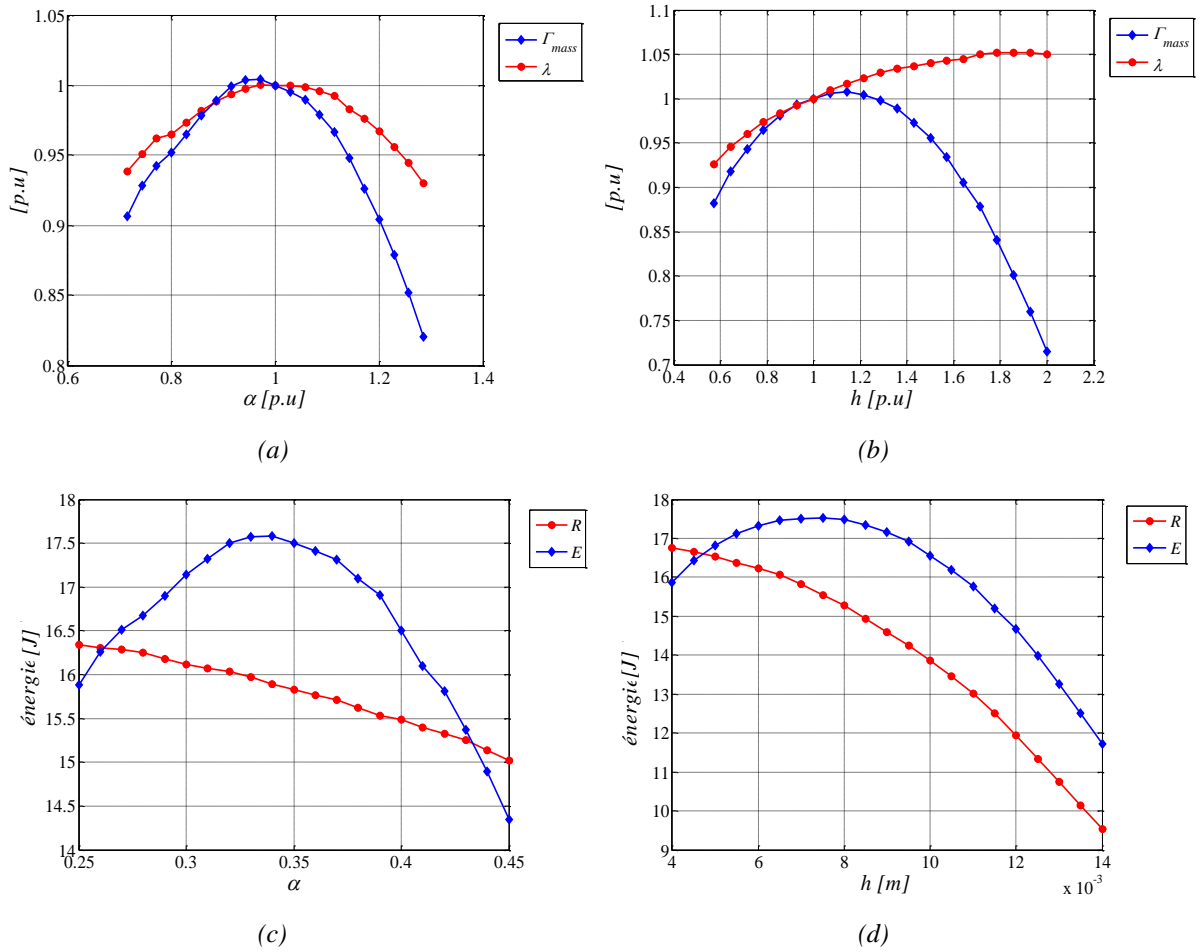


Figure III-5 : Variation du couple massique et du ratio d'énergie avec le rapport cyclique et la hauteur des dents

III.3.1.2 Influence de la géométrie des aimants

Dans cette partie, nous analysons l'effet de l'épaisseur et de la hauteur de l'aimant. Lorsque la hauteur des aimants varie avec un rayon externe fixe, la même hauteur pour toutes les encoches est maintenue constante en faisant varier le rayon intérieur du stator. Cela signifie que la section de cuivre est alors maintenue constante pour tous les cas étudiés.

L'augmentation de H_{PM} va augmenter la surface effective des aimants, qui vont créer un flux magnétique plus important. Ceci nécessite de travailler avec une épaisseur de culasse rotorique plus importante afin de limiter l'effet de saturation dans le rotor. Cette épaisseur de la culasse rotorique est fixée égale à l'épaisseur de culasse statorique par des considérations liées à la conservation du flux. Toutes les autres dimensions sont fixées à leurs valeurs de référence (valeurs associées à la « DSPM0 »).

La Figure III-6(a) présente l'évolution du couple massique et du ratio d'énergie lorsque la hauteur de l'aimant varie sur un intervalle de [6-25] mm soit [0.5-1.75] en p.u. Nous voyons qu'autour de la valeur de référence de $H_{PM} = 1$ p.u. le couple massique est maximum. Une augmentation de la hauteur d'aimant au-delà de cette valeur de référence de 1 p.u. augmente le ratio d'énergie au détriment du couple massique.

On constate que pour des petites valeurs de la hauteur de l'aimant le couple massique, Γ_{mass} , augmente avec H_{PM} du fait que le flux des aimants augmente pour la même charge linéique. Cela se traduit par une augmentation de l'énergie E (Figure III-6(c)). Des valeurs plus élevées de H_{PM} conduisent à saturer fortement les dents de la machine quelle que soit la position et l'alimentation. Cette détérioration des capacités magnétiques du circuit magnétique conduit à des valeurs plus faibles du couple massique (l'énergie E décroît). Le ratio d'énergie λ augmente avec la hauteur de l'aimant, car la part relative du flux créé par l'aimant dans la machine augmente (diminution du niveau relatif de la réaction d'induit).

Si l'on s'intéresse à la variation de l'épaisseur magnétique E_{PM} , on constate que le volume d'aimants peut être multiplié par plus de 4, sans avoir un effet significatif sur le couple massique, ni sur le ratio d'énergie (Figure III-6(b)). Ces deux paramètres restent, en effet, quasiment constants ($\pm 1\%$) sur toute la plage de variation considérée $E_{PM} \in [0,4,1,6]$ en p.u. En effet l'augmentation de l'épaisseur de l'aimant est alors contrebalancée par l'augmentation de la réluctance du circuit magnétique global, car la perméabilité relative des aimants est proche de 1. La Figure III-6(d) montre que les énergies E et R du cycle énergétique varient peu.

En vue de réduire le coût de la DSPM, le choix de faibles valeurs de l'épaisseur E_{PM} semble être avantageux. Cependant, on note qu'il faut prendre en considération le champ créé par réaction d'induit pour dimensionner les aimants. Dans le pire des cas d'alimentation, il faut que le champ magnétique dans l'aimant soit supérieur au champ coercitif pour éviter des effets de démagnétisation.

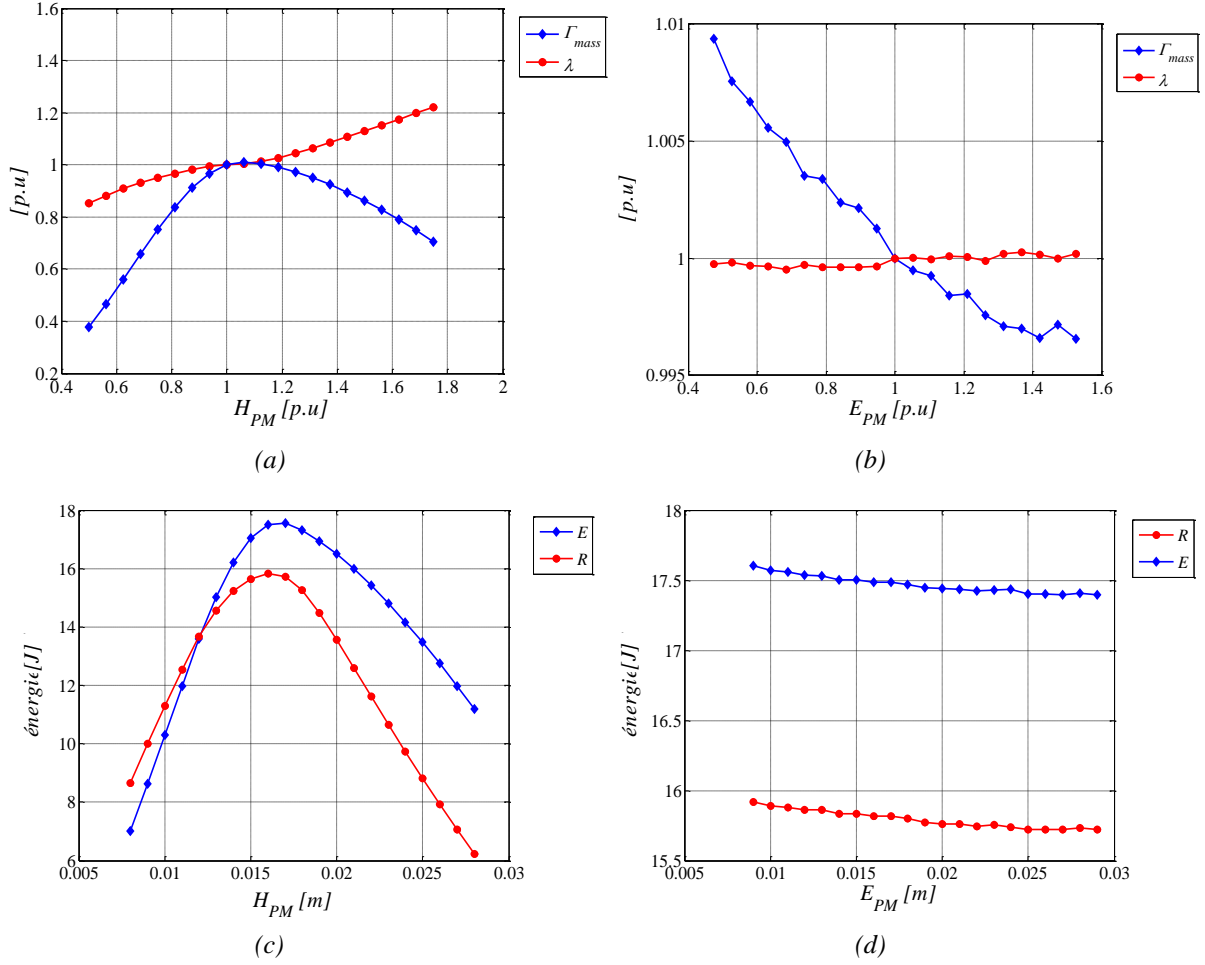


Figure III-6 : Variation du couple massique et du ratio d'énergie avec l'épaisseur et la hauteur de l'aimant

III.3.1.3 Influence de la géométrie de la culasse rotorique

La Figure III-7 montre l'évolution du couple massique et le ratio d'énergie avec la variation la culasse rotorique entre 11mm et 20.5mm soit [0.69-1.29] p.u.

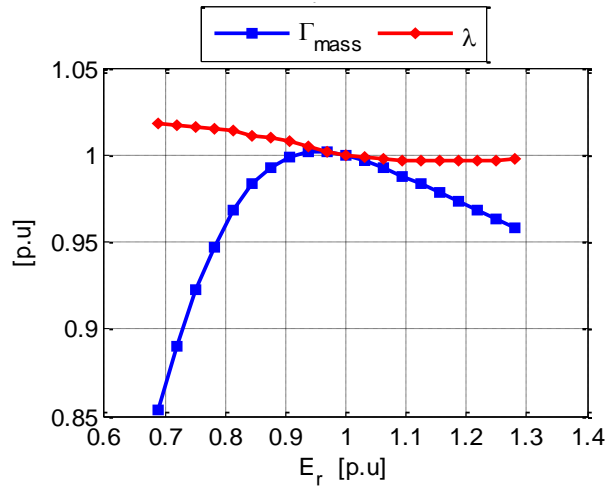


Figure III-7 : Variation de la culasse rotorique

L'épaisseur de culasse rotorique influe directement sur les niveaux d'induction développés par les aimants et par les bobinages en agissant sur la réluctance globale du circuit magnétique. La saturation de la culasse pour les faibles valeurs de E_r va limiter les valeurs d'induction et va conduire à limiter le couple massique et augmenter le rapport d'énergie.

A partir de 17.5mm, la culasse n'est pratiquement plus saturée, l'augmentation de la culasse rotorique n'influe plus sur le ratio d'énergie. Cependant le couple massique continue à baisser du fait de la masse "inutile" de la culasse rotorique ajoutée. De ce fait, l'épaisseur de cette culasse doit être reconsidérée à chaque variation des volumes des aimants et/ou du cuivre.

III.3.1.4 Influence de l'angle d'ouverture de l'encoche

La Figure III-8 présente les variations du ratio d'énergie λ et de couple massique lorsque l'ouverture de l'encoche (définie par l'angle β) varie entre 0,65 à 1,6 p.u. Cette variation se traduit par une modification de l'espace disponible pour le bobinage. En effet plus β est élevé, plus la section d'encoche diminue. La variation de β impacte donc directement le niveau de la réaction d'induit si l'on considère que la densité de courant reste constante.

L'augmentation de β conduit, en revanche à diminuer le niveau de saturation dans le circuit magnétique. On constate que le ratio d'énergie varie légèrement ce qui peut être expliqué par l'effet de saturation sur la caractéristiques $\psi(i)$. Toutefois l'ouverture de l'encoche a un impact direct sur le couple massique. Un compromis doit être trouvé entre ces deux effets, nous observons une possibilité d'améliorer le couple massique de 3% avec des encoches plus ouvertes ($\beta=0.8$ p.u).

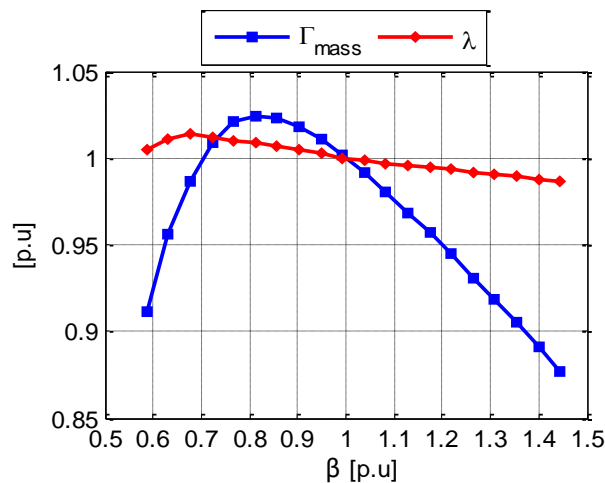


Figure III-8 : Variation du couple massique et du ratio d'énergie avec l'ouverture d'encoche

III.3.1.5 Synthèse de l'étude paramétrique

Nous avons vu dans cette partie l'effet des paramètres géométriques dimensionnant la DSPM séparément, tels que la forme des dents, la hauteur d'aimant ou encore l'ouverture d'encoche. Cette approche nous permet dans un premier temps d'aboutir aux conclusions suivantes :

- La géométrie des dents a un effet remarquable sur la machine.
- La même largeur des petites dents au stator et au rotor conduit à des résultats proches de l'optimum avec des $\alpha=\alpha_r=\alpha_s$ compris entre 0.35 et 0.38.
- L'influence de la largeur d'aimant E_{PM} est très faible sur le couple massique et le ratio d'énergie.
- L'augmentation de la hauteur d'aimant H_{PM} améliore globalement le ratio d'énergie. Cependant une valeur optimale de H_{PM} qui conduit au couple massique maximal peut être déterminée pour un jeu donné de dimensions. Au-delà de cette valeur l'augmentation du ratio d'énergie se fera au détriment du couple massique.
- L'épaisseur de la culasse rotorique doit être reconsidérée à chaque variation des volumes des aimants et/ou du cuivre afin d'éviter la saturation et l'ajout d'une masse inutile.

Il est à noter que les comportements et les valeurs optimales obtenus dépendent de la valeur de la densité de courant, car le niveau de saturation est fonction de la valeur de ce dernier (force magnétomotrice).

L'entrefer est également un paramètre fondamental très influent. L'augmentation de l'entrefer dégrade, en effet, sensiblement les performances de la machine. Le choix de la valeur minimale de l'entrefer est généralement fixé à partir de considérations mécaniques (jeux) et/ou à partir des contraintes de réalisation. L'entrefer devra être, du point de vue électromagnétique, le plus petit possible (il est fixé, de ce fait, fixé à $e=0.5mm$ dans notre étude).

III.3.2 Optimisation globale

Dans une deuxième étape, une procédure d'optimisation globale basée sur une approche systématique (variation systématique des paramètres dimensionnels sur un intervalle de valeurs) est utilisée afin de déterminer pour un volume global fixe (le rayon externe et la longueur du fer sont fixés) les combinaisons des 13 paramètres qui donnent le ratio d'énergie et le couple massique les plus élevés. La Figure III-9 montre le ratio d'énergie et le couple massique pour 10 000 configurations de DSPM avec des géométries différentes. Ces valeurs ont été obtenues en utilisant l'analyse par éléments finis décrite dans les sections précédentes. Ces résultats permettent de mettre en évidence un front de Pareto montré sur la figure III-9(a). Ce front de Pareto correspond à la limite définie par les points rouges de la figure III-9(a). Les pertes Joule des différentes configurations DSPM sont présentées dans la Figure III-9(b).

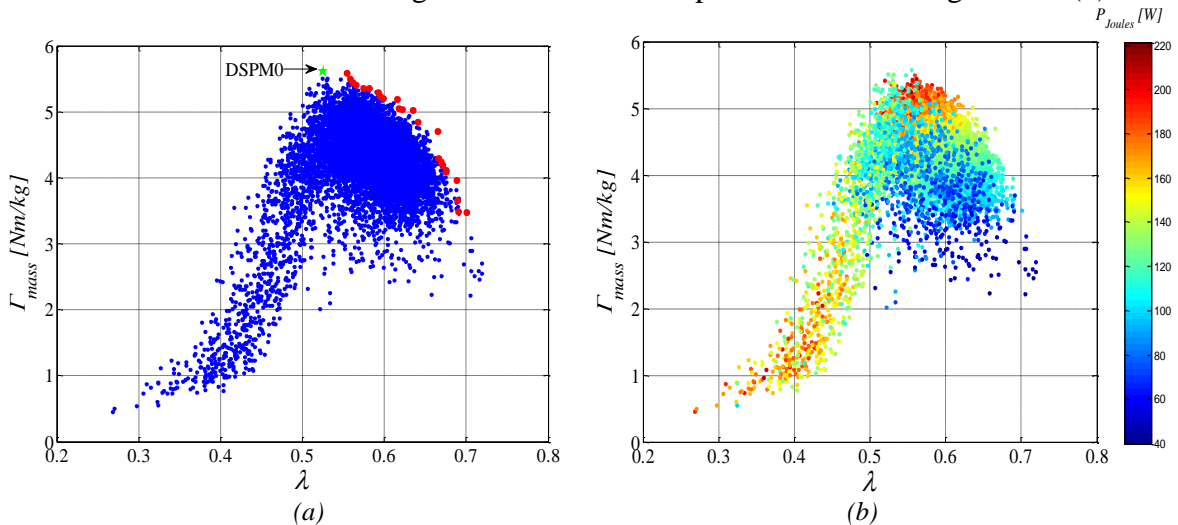


Figure III-9 : Ratio d'énergie, couple massique et pertes Joules pour 10 000 configurations de DSPM

Les différentes masses des matériaux présents dans la machine (aimants, cuivre et fer) sont déterminées afin d'avoir une estimation du coût des parties actives de la machine (Figure III-10). Les masses sont déterminées à partir des volumes occupés et des masses volumiques correspondantes.

Le coût des parties actives est ensuite estimé suivant la relation :

$$\text{Coût} = \text{Masse}_{\text{fer}} * \text{Coût}_{\text{fer}} + \text{Masse}_{\text{cuivre}} * \text{Coût}_{\text{cuivre}} + \text{Masse}_{\text{aimants}} * \text{Coût}_{\text{aimants}}$$

En considérant les prix des matériaux suivants :

$$\text{Coût}_{\text{fer}} = 1 \text{ €/kg}$$

$$\text{Coût}_{\text{cuivre}} = 10 \text{ €/kg}$$

$$\text{Coût}_{\text{aimants}} = 50 \text{ €/kg}$$

Les masses volumiques des matériaux sont : $\rho_{\text{fer}} = 7800 \text{ kg/m}^3$, $\rho_{\text{cu}} = 8900 \text{ kg/m}^3$, $\rho_{\text{PM}} = 8400 \text{ kg/m}^3$

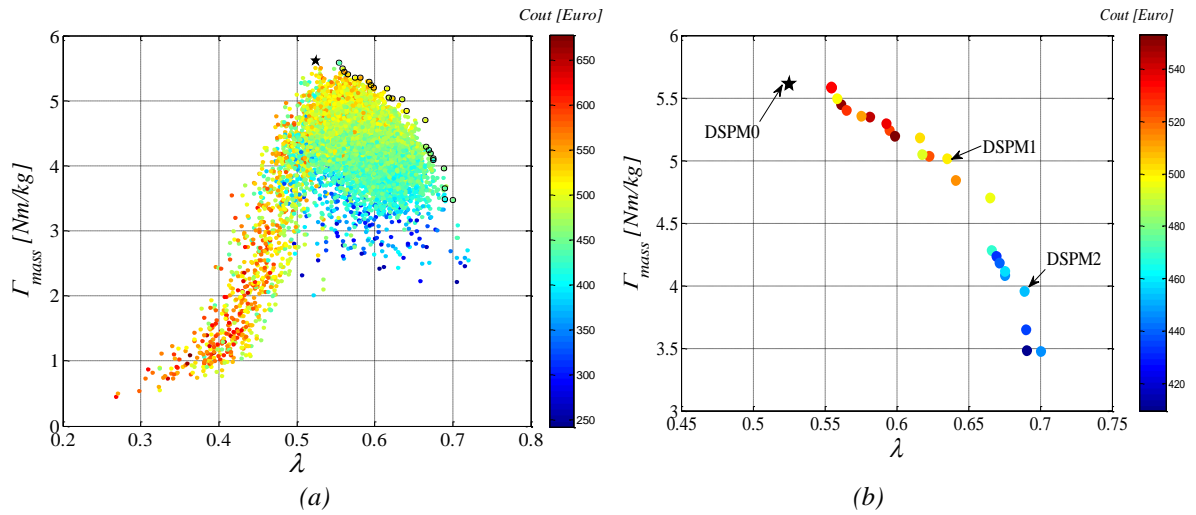


Figure III-10 : Front de Pareto et coût des 10 000 configurations de DSPM

Le front de Pareto de l'ensemble des configurations étudiées (figure III-10.(b)) comprend 30 différentes géométries. La Figure III-11 présente les valeurs des principaux paramètres géométriques pour les configurations situées sur le front de Pareto. Les résultats montrent qu'au niveau de l'entrefer les dents rotoriques ont tendance à être plus profondes et plus larges que les dents statoriques (Figure III-11(a),(c)).

Au voisinage de la culasse, la largeur des dents rotoriques est identique (Figure III-11(b)). Le ratio d'énergie est plus important avec des hauteurs d'aimants élevées, ce qui est en cohérence avec les résultats de l'étude paramétrique.

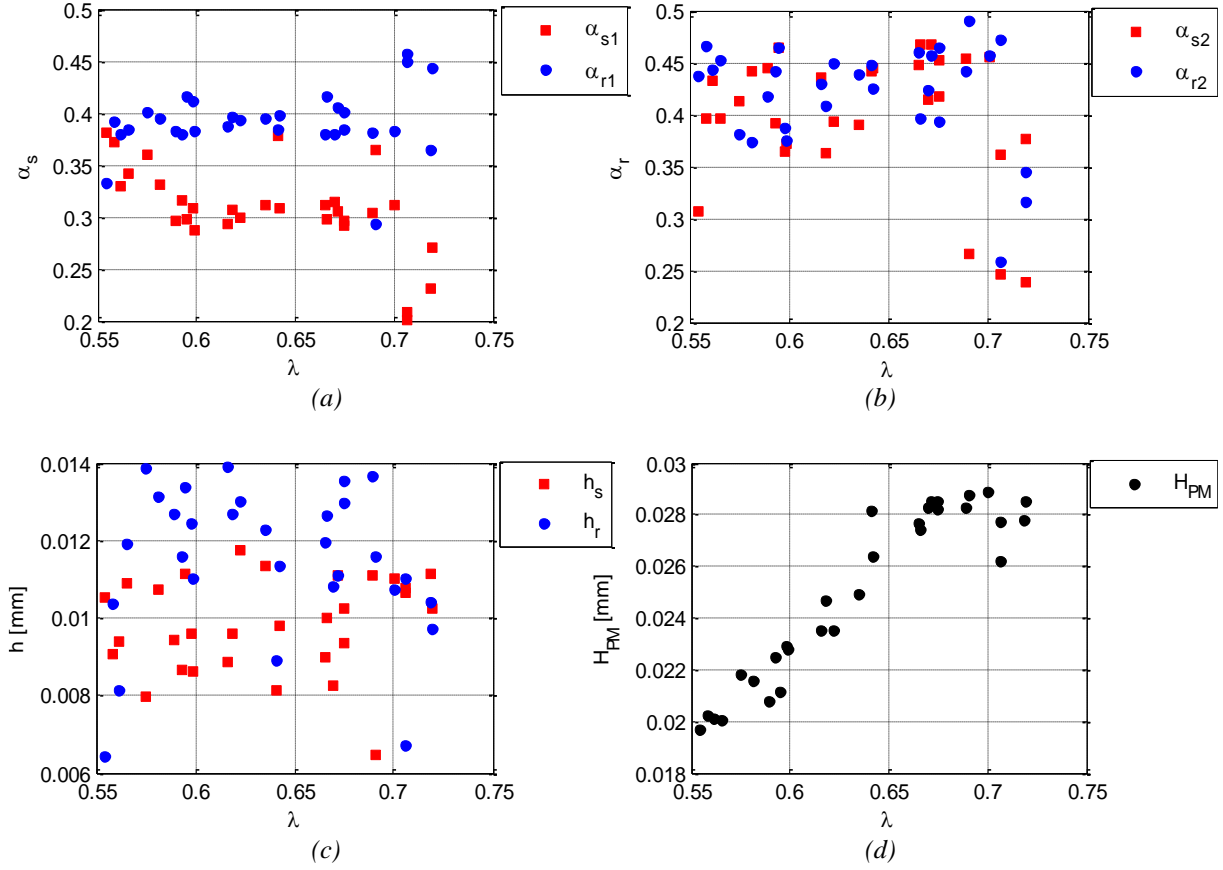


Figure III-11 : Tendances des paramètres géométriques sur le front de Pareto

III.3.2.1 Comparaison de 3 configurations typiques

Deux configurations de la DSPM sont choisies dans le front de Pareto en plus de la configuration de référence. Parmi les différentes solutions Pareto-optimales, on a ainsi choisi d'étudier les machines DSPM1 et DSPM2 (Figure III-10) pour lesquelles les solutions nous semblent particulièrement intéressantes.

- La DSPM0 est la machine de référence préalablement conçue. Cette structure est caractérisée par $\Gamma_{\text{mass}0} = 5,61 \text{ Nm/kg}$ et un ratio d'énergie de $\lambda_0 = 0,525$.

- La DSPM1 a un couple massique voisin de celui de la DSPM0 ($\Gamma_{\text{mass}1} = 5.02 \text{ Nm/kg}$), mais son ratio d'énergie est amélioré de 21% ($\lambda_1 = 0.635$).

- La DSPM2 est caractérisée par un ratio d'énergie ($\lambda_2 = 0.69$) supérieur de 31.4% à celui de la DSPM0, et un couple massique réduit de 29% par rapport à la structure de référence ($\Gamma_{\text{mass}2} = 3.96 \text{ Nm / kg}$).

Le tableau III-4 résume les dimensions géométriques et le tableau III-5 les caractéristiques des trois configurations choisies.

	DSPM0	DSPM1	DSPM2
R_c (mm)	200	200	200
long (mm)	150	150	150
e (mm)	00.5	00.5	00.5
R_r (mm)	152	148	149
E_r (mm)	16.0	14.9	17.0
h (mm)	07.0	08.4	08.0
α	0.35	0.32	0.32
H_{PM} (mm)	16.0	21.5	26.9
E_{PM} (mm)	15.0	12.3	25.5
β (°)	05.0	03.8	03.5
β_A (°)	09.0	08.9	08.8

Tableau III-4 : dimensions des 3 configurations

	DSPM0	DSPM1	DSPM2
λ	0.525	0.64 [+21%]	0.69 [+31%]
Γ_{mass} (N.m/kg)	5.612	5.02 [-10%]	3.96 [-29%]
E (V)	129	174 [+35%]	220 [+70%]
M_{iron} (kg)	58.8	61.7 [+5%]	65.0 [+10%]
M_{cu} (kg)	19.6	19.5 [-0.5%]	14.6 [-26%]
M_{PM} (kg)	1.23	1.37 [+11%]	3.5 [+185%]
M_{tot} (kg)	79.6	82.6 [+4%]	83.2 [+5%]

Tableau III-5 : caractéristiques des 3 configurations

Une vue schématique de ces trois machines est représentée à la Figure III-12. En pointillés sur la Figure III-12(b) et Figure III-12(c) est rappelée la géométrie de référence (« DSPM0 »).

La Figure III-12 montre également la répartition de l'induction dans les trois configurations à pleine charge pour la position de conjonction de la phase B. Ces cartes donnent une image de l'état magnétique des trois structures, afin d'identifier les endroits les plus saturés. On constate que les valeurs d'induction sont de l'ordre de 1,6 à 1.9T dans les dents en conjonction, ainsi qu'à certains endroits des culasses statoriques et rotoriques. Selon la caractéristique B(H) des tôles (cf. figure II.10), ces valeurs d'induction conduisent à une saturation élevée dans ces parties du circuit magnétique. On peut en conclure qu'à courant nominal, les 3 machines considérées fonctionnent à un niveau de saturation élevé.

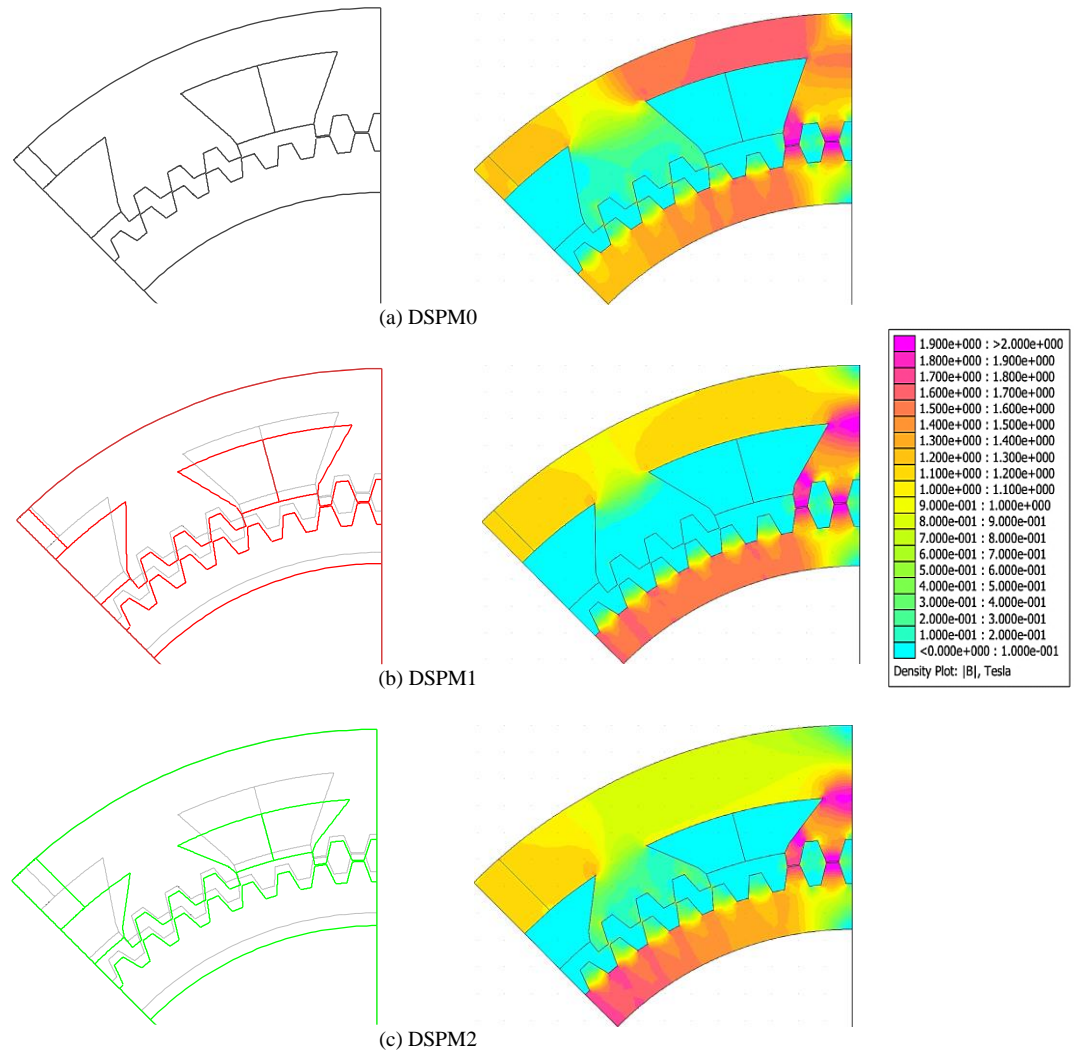


Figure III-12 : Densité de flux dans les trois configurations à pleine charge

Une analyse par éléments finis permet d'évaluer la FEM à vide, l'inductance propre et le couple statique à pleine charge des trois machines. Ces valeurs sont obtenues en faisant varier la position du rotor sur une période électrique correspondant à une variation d'angle mécanique de 5,625 degrés. Dans les trois configurations, nous considérons que le même nombre de spires par bobine (N_{spires} 160) est utilisé.

Le flux par phase et la FEM à vide sont présentés dans la Figure III-13. Les structures « DSPM1 » et « DSPM2 » sont caractérisées par un flux magnétique plus élevé que celui obtenu pour la structure de référence. Les valeurs des forces électromotrices associées à ces 2 structures sont donc plus élevées. À 50 rpm, les valeurs efficaces de la FEM à vide par phase pour la DSPM0, la DSPM1 et la DSPM2 sont, respectivement de 129V, 174V et 220V.

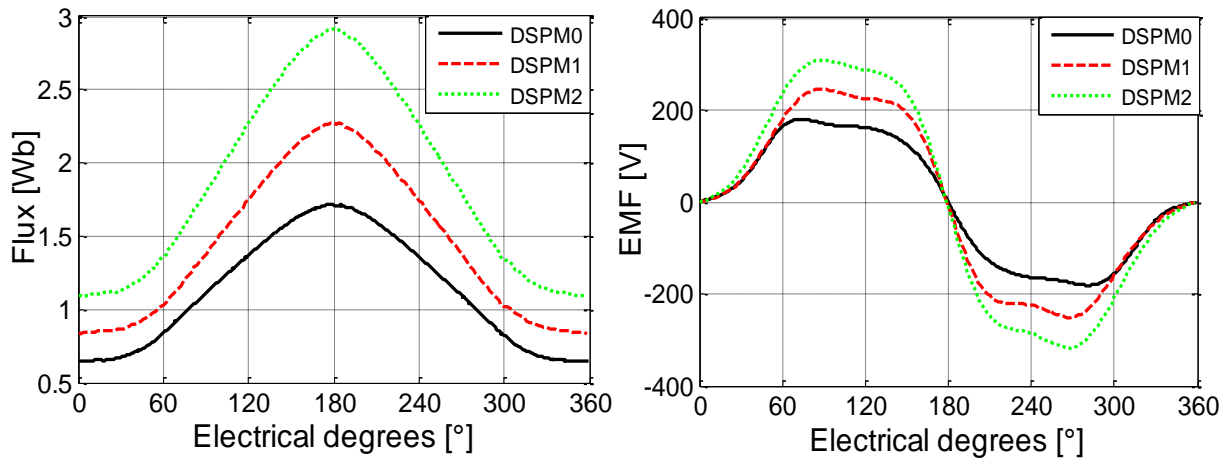


Figure III-13 : Flux à vide et FEM des 3 configurations DSPM

Les couples statiques correspondants aux trois structures sont présentés dans la Figure III-14 pour une même densité de courant dans une phase $J_s=5\text{A/mm}^2$.

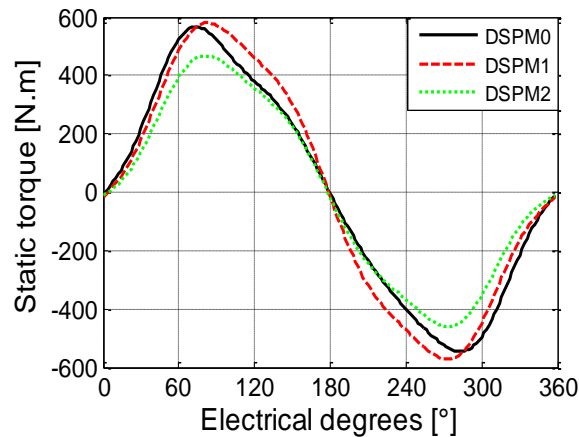


Figure III-14 : Couple statique des 3 configurations DSPM

Les caractéristiques flux-courant des trois configurations, pour les positions en conjonction et en opposition, sont présentées dans la Figure III-15. Ces trois machines ont des formes et des dimensions d'encoches différentes. Avec une densité du courant fixe dans les bobines (5A/mm^2), le même facteur de remplissage ($k_r = 0.5$) et le même nombre de spires, nous obtenons des valeurs de courant différentes (9.57A , 9.5A et 7A) respectivement pour les DSPM0, DSPM1 et DSPM2.

Si l'on étend la gamme des simulations aux courants négatifs, on remarque sur la Figure III-15 (b) que les caractéristiques flux-courant, en conjonction et en opposition, de chaque machine se croisent aux points présentés dans le tableau ci-dessous. Lorsque les courants sont négatifs, on remarque que les énergies convertibles sont faibles. Ceci justifie le choix, énoncé au début du chapitre, de n'utiliser la machine qu'avec des courants positifs (alimentation monodirectionnelle).

Machine	DSPM0	DSPM1	DSPM2
$I_{\text{intersection}} \text{ (A)}$	-5	-7	-13

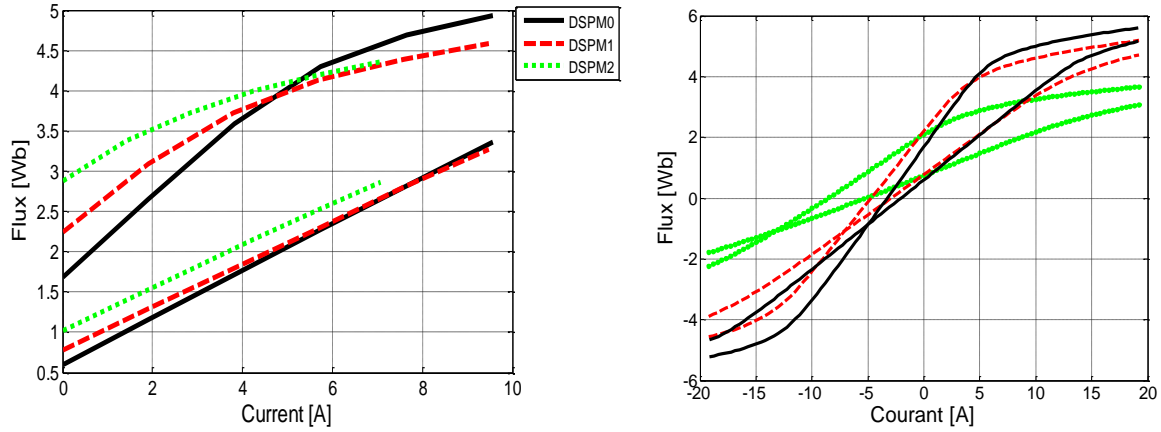


Figure III-15 : Courbes flux-courant

La Figure III-16 montre les variations de l'inductance propre d'une phase calculées pour deux valeurs de la densité de courant: $J_s=0.1\text{ A/mm}^2$ (régime linéaire) et $J_s=5\text{ A/mm}^2$ (régime saturé).

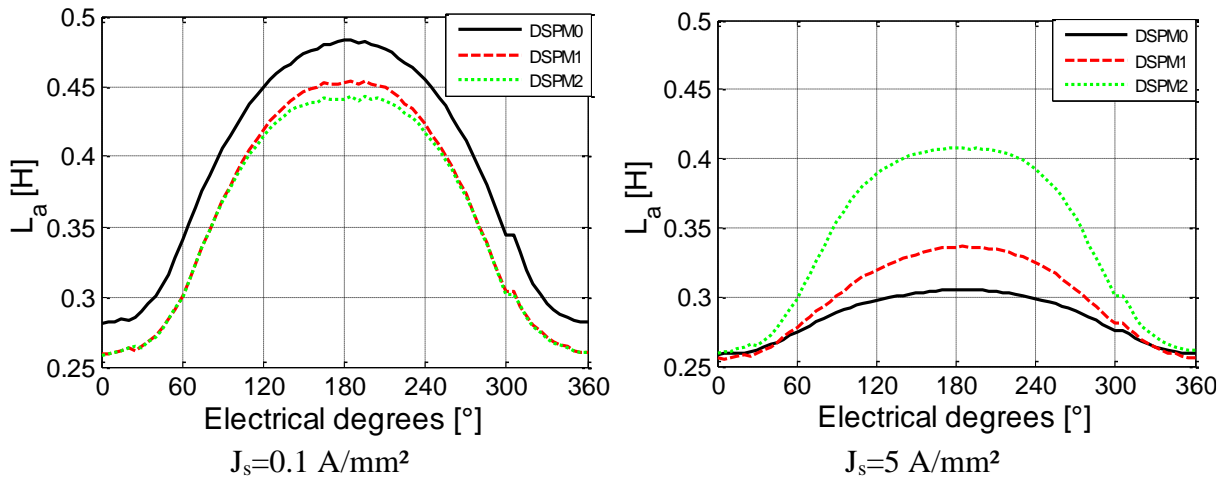


Figure III-16 : Inductances propres des 3 configurations sous deux niveaux du courant

Nous observons que lorsque le courant est important, la variation d'inductance est moins forte pour la DSPM2. En effet, le niveau de saturation est principalement lié aux flux des aimants permanents et varie peu avec la valeur du courant.

Précédemment les trois configurations ont été comparées pour un même encombrement. Si l'on veut que la puissance délivrée par chaque machine soit 2kW (comme pour la DSPM0), on peut agir sur la longueur utile. Cette longueur, égale à 150 mm pour la DSPM0, serait de 153.2 mm pour la DSPM1 et 197.1 mm pour la DSPM2.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une méthodologie de conception de la structure DSPM est proposée. Cette approche permet d'optimiser à la fois la compacité du générateur et le dimensionnement du convertisseur par l'évaluation à partir d'un nombre limité de simulations par élément finis de deux critères de performance : le couple massique et le ratio d'énergie. L'influence des dimensions de la géométrie sur ces critères a d'abord été analysée. Les résultats montrent que

la forme des dents constitue un paramètre important car la conversion de l'énergie électromagnétique dépend fortement de la variation de réluctance dans l'entrefer. Les résultats montrent également l'influence des dimensions des aimants et des encoches sur les critères de conception.

Un procédé d'optimisation systématique a été effectué dans un deuxième temps pour trouver un compromis entre la maximisation du couple massique et la minimisation du dimensionnement du convertisseur. Ce processus permet de mettre en évidence un front de Pareto. Deux configurations de la structure DSPM (extraites de ce front de Pareto) sont comparées en termes de ratio d'énergie, de couple massique et de poids des matériaux utilisés.

Pour des mêmes contraintes géométriques avec le rayon externe et la longueur du fer fixés, améliorer le ratio d'énergie conduit à diminuer le poids total du cuivre, tout en augmentant le poids des aimants ce qui se traduit par, au final, peu de variation de la masse totale. Cette amélioration du ratio d'énergie se fait cependant au détriment du couple. Le poids des aimants et la taille du convertisseur (qui est directement liée au ratio d'énergie) ont un impact important dans le coût de la chaîne de conversion électromécanique (générateur et convertisseur). Ainsi, la méthode d'optimisation proposée pourrait être étendue, dans de futurs travaux pour trouver des compromis intéressants en termes de coût et de performance.

Chapitre IV

Fonctionnement à vitesse variable de l'ensemble machine-convertisseur

Chapitre IV Fonctionnement à vitesse variable de l'ensemble machine-convertisseur	67
IV.1 Introduction.....	69
IV.2 Production de l'énergie hydrolienne	69
IV.2.1 Caractéristiques spécifiques liées à l'application hydrolienne	71
IV.3 Modèle externe de la machine.....	72
IV.3.1 Equations électriques	72
IV.3.2 Equation électromécanique	73
IV.4 Stratégies de contrôle.....	74
IV.4.1 DSPM excitée par des courants carrés	74
IV.4.2 Commande par des courants sinusoïdaux	78
IV.4.2.1 Principe de fonctionnement en régime de défluxage.....	81
IV.4.2.2 Comparaison des caractéristiques couple vitesse et puissance vitesse.....	83
IV.5 Conclusion	86

Liste des figures

<i>Figure IV-1 : Chaîne de conversion d'énergie hydrolienne (système à entraînement direct)</i>	<i>70</i>
<i>Figure IV-2 : Courbe typique de la puissance extraite par une hydrolienne en fonction de la vitesse des courants de marée.....</i>	<i>71</i>
<i>Figure IV-3 : Caractéristiques spécifiques</i>	<i>72</i>
<i>Figure IV-4 : Chaîne de conversion électrique.....</i>	<i>73</i>
<i>Figure IV-5 : Forme d'onde idéalisée des courants carrés</i>	<i>75</i>
<i>Figure IV-6 : Cas de commutation par phase.....</i>	<i>76</i>
<i>Figure IV-7 : Illustration de signal du courant.....</i>	<i>76</i>
<i>Figure IV-8 : Formes des ondes pour 10rpm, 50rpm et 70rpm avec $V_{DC}=800V$.....</i>	<i>77</i>
<i>Figure IV-9 : Caractéristiques de la DSPM à vitesse variable)</i>	<i>78</i>
<i>Figure IV-10 : Génératrices à aimants permanents (a) DSPM (b) machine à pôles lisses (c) machine à pôles saillants.....</i>	<i>79</i>
<i>Figure IV-11 : Flux à vide, FEM et inductances des 3 machines</i>	<i>80</i>
<i>Figure IV-12 : Défluxage. Schéma vectoriel pour une machine à pôles lisses</i>	<i>82</i>
<i>Figure IV-13 : Défluxage. Cercles limites.....</i>	<i>83</i>
<i>Figure IV-14 : Couple-vitesse et Puissance-vitesse (DSPM et DSPM-SM).....</i>	<i>85</i>

IV.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de simuler des stratégies de commande en vitesse variable : Ceci permettra d'évaluer la capacité de l'ensemble convertisseur machine à suivre une stratégie d'extraction de la puissance adaptée à une hydrolienne à pas fixe. Cette stratégie, qui a déjà été étudiée lors de travaux antérieurs pour systèmes à base de génératrices à aimants permanents, consiste à extraire de manière optimale l'énergie pour les faibles vitesses de fluide puis à limiter la puissance extraite en contrôlant la machine en survitesse par défluxage de la génératrice. Cette stratégie se traduit donc, au niveau de l'ensemble convertisseur machine par des exigences sur le couple atteignable en fonction de la vitesse de rotation de la génératrice. C'est pourquoi nous proposons, ici, d'analyser les capacités de l'ensemble machine-convertisseur en prenant en compte les limitations en tension et en courant liées au dimensionnement de la machine. Des modèles externes de type circuit sont développés et utilisés pour analyser le fonctionnement à vitesse variable de la DSPM proposée ainsi que ceux de deux machines synchrones à aimants (à pôles lisses et à pôles saillants). Nous simulerons d'abord sous Simulink la stratégie de commande adoptée précédemment (courants dits rectangulaires) avec des formes d'ondes proches de la "réalité". Par la suite, les caractéristiques couple-vitesse et puissance-vitesse de la DSPM et des 2 machines synchrones à aimants permanents sont comparées pour un contrôle à courants sinusoïdaux en utilisant une stratégie de défluxage.

IV.2 Production de l'énergie hydrolienne

Un système hydrolien est semblable à un système éolien, il permet de convertir l'énergie cinétique d'un fluide en énergie électrique. Les différents éléments du système et le principe de conversion de l'énergie hydrolienne ont déjà été présentés dans le chapitre I. Nous présentons dans cette partie la chaîne de conversion d'un système à entraînement direct associée à une turbine à pas fixe et les caractéristiques de production de l'électricité hydrolienne.

La Figure IV-1 présente les éléments d'une telle chaîne de conversion d'énergie. La ressource hydrolienne est prédictible et dépend des conditions locales du site d'exploitation (vitesse de courants de marée, profondeur...). L'énergie mécanique récupérable par la turbine correspond à la part l'énergie cinétique du fluide (courant de marée) qu'il est possible d'extraire avec la turbine. La puissance produite par l'hydrolienne dépend principalement de la vitesse des courants de marée et de ses variations ainsi que de la géométrie de la turbine. Comme la vitesse des courants de marée est variable, l'hydrolienne fonctionne à vitesse variable. Classiquement, dans ce type de fonctionnement une régulation mécanique ou électrique ou encore les deux, est nécessaire pour une meilleure optimisation de la production de l'énergie électrique. La régulation mécanique consiste à modifier les paramètres hydrodynamiques de la turbine en utilisant par exemple un système de contrôle de pas pour contrôler l'énergie cinétique récupérée par la turbine. La régulation électrique est réalisée par la loi de commande en vitesse variable de l'ensemble génératrice-convertisseur.

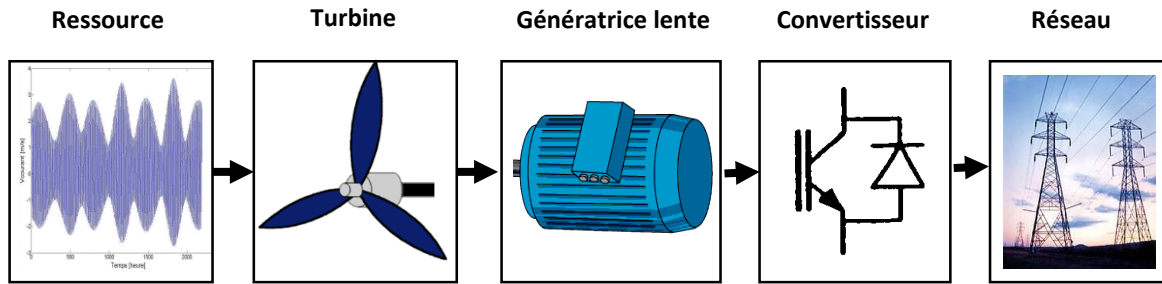


Figure IV-1 : Chaîne de conversion d'énergie hydrolienne (système à entraînement direct)

La caractéristique d'exploitation d'une hydrolienne est caractérisée par quatre zones principales de fonctionnement dépendantes de la vitesse des courants de marée (Figure IV-2) [BEN 09].

- **Zone I** : où la vitesse du courant n'est pas suffisamment importante pour que l'énergie produite compense les pertes du système. La turbine est arrêtée et la puissance de sortie est nulle.

- **Zone II** : à partir de la vitesse de démarrage de la turbine V_D , l'hydrolienne commence à produire de l'énergie électrique. La puissance fournie par la génératrice dépend de la vitesse de rotation du rotor, de vitesse du courant de marée et l'angle de calage des pales est maintenu à sa valeur optimale si la turbine est à pas variable. Cette zone correspond à la zone où on souhaite optimiser la conversion d'énergie, il est alors intéressant d'ajuster la vitesse de rotation de telle sorte que la turbine récupère le maximum d'énergie cinétique pour chaque vitesse du courant de marée en se plaçant au point de fonctionnement correspondant au maximum des courbes de puissance qui caractérisent la turbine (ceci est réalisé en imposant une vitesse de rotation optimale pour une vitesse de courant donnée en gardant le pas de la turbine à sa valeur nominale). Cette stratégie est appelée « recherche du point de puissance maximale » souvent notée par l'acronyme anglo-saxon « MPPT » (Maximum Power Point Tracking).

La production électrique augmente alors avec la vitesse des courants de marée jusqu'à une vitesse nominale V_n où la génératrice fournit sa puissance maximale P_n .

- **Zone III** : à vitesses supérieures de la vitesse nominale, la puissance développée doit être écrêtée à la puissance nominale P_n pour laquelle l'ensemble convertisseur/génératrice a été conçu. Ceci permet de trouver un compromis économique entre la production et le coût du système en limitant la puissance de la chaîne électrique (génératrice, convertisseur, transformateur, ligne de transport, etc.) [DJE 14].

La limitation de puissance peut être réalisée par une régulation mécanique de l'orientation des pales, cette technique nécessite une turbine à pas variable assez complexe et coûteuse. Dans le cas des turbines à pas fixe dans lequel se place cette étude, la régulation de la puissance doit être réalisée par une action électrique. Une possibilité consiste à mettre en œuvre une stratégie de défluxage de la génératrice afin de respecter les limitations liées au dimensionnement convertisseur statique (cf. paragraphe IV.2.4) [ZHO 14]. La combinaison des deux solutions précédemment citées peut être utilisée aussi.

- **Zone IV** : au-delà d'une vitesse maximale admissible par l'hydrolienne V_M , la turbine doit être stoppée pour des raisons de sûreté de fonctionnement (décrochage).

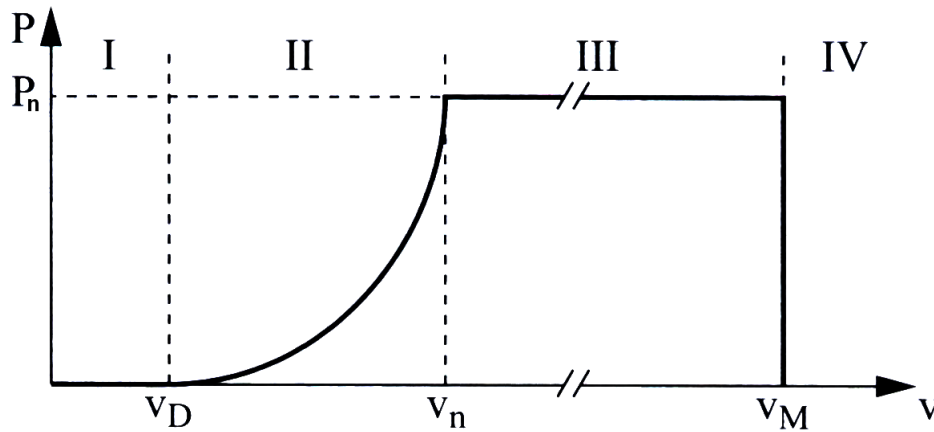


Figure IV-2 : Courbe typique de la puissance extraite par une hydrolienne en fonction de la vitesse des courants de marée

IV.2.1 Caractéristiques spécifiques liées à l'application hydrolienne

Si l'on considère la courbe de la figure IV.2, le cahier des charges lié à l'application hydrolienne peut se traduire par des exigences liées à des caractéristiques spécifiques puissance-vitesse ou couple-vitesse à satisfaire. Nous pouvons définir ces spécifications à partir de la connaissance de l'histogramme des vitesses du courant de marée et des courbes C_p qui caractérisent la turbine associée à la génératrice pour plusieurs vitesses du courant de marée (Figure IV-3).

Pour convertir un maximum de l'énergie cinétique disponible, il faudrait dimensionner une génératrice avec une puissance nominale qui correspond à la puissance extraite à C_p maximum à vitesse de courant maximum ce qui correspondrait à une puissance de dimensionnement de la chaîne électrique très élevée. A partir de l'histogramme des vitesses des courants sur un an, on détermine l'occurrence des vitesses en valeur absolue. On constate que la zone des hautes vitesses correspond à un faible pourcentage du temps du fonctionnement de la génératrice. Ecrêter la puissance à ces hautes vitesses permet donc de réduire fortement le dimensionnement de la chaîne électrique sans réduire significativement la quantité d'énergie produite [DJE 14]. Le choix de la vitesse nominale V_n correspond ainsi au meilleur compromis coût/production sur la durée de vie de l'hydrolienne. Si une turbine à pas fixe est utilisée, à partir de la courbe de la figure IV.2 et des courbes de puissance de l'hydrolienne, il est possible de déterminer la vitesse à suivre pour la turbine pour chaque vitesse de courant et la puissance correspondante (Figure IV.3 (a), (b) et (c)). Ceci permet de déterminer une caractéristique couple vitesse que l'ensemble convertisseur machine doit être capable de suivre en régime permanent (caractéristique couple vitesse spécifiée (Figure IV.3 (d)). Autrement dit, la génératrice et le convertisseur doivent être dimensionnés pour que la caractéristique couple vitesse électromécanique qui elle, est liée aux paramètres de l'ensemble convertisseur-machine domine cette caractéristique spécifiée [DJE 14].

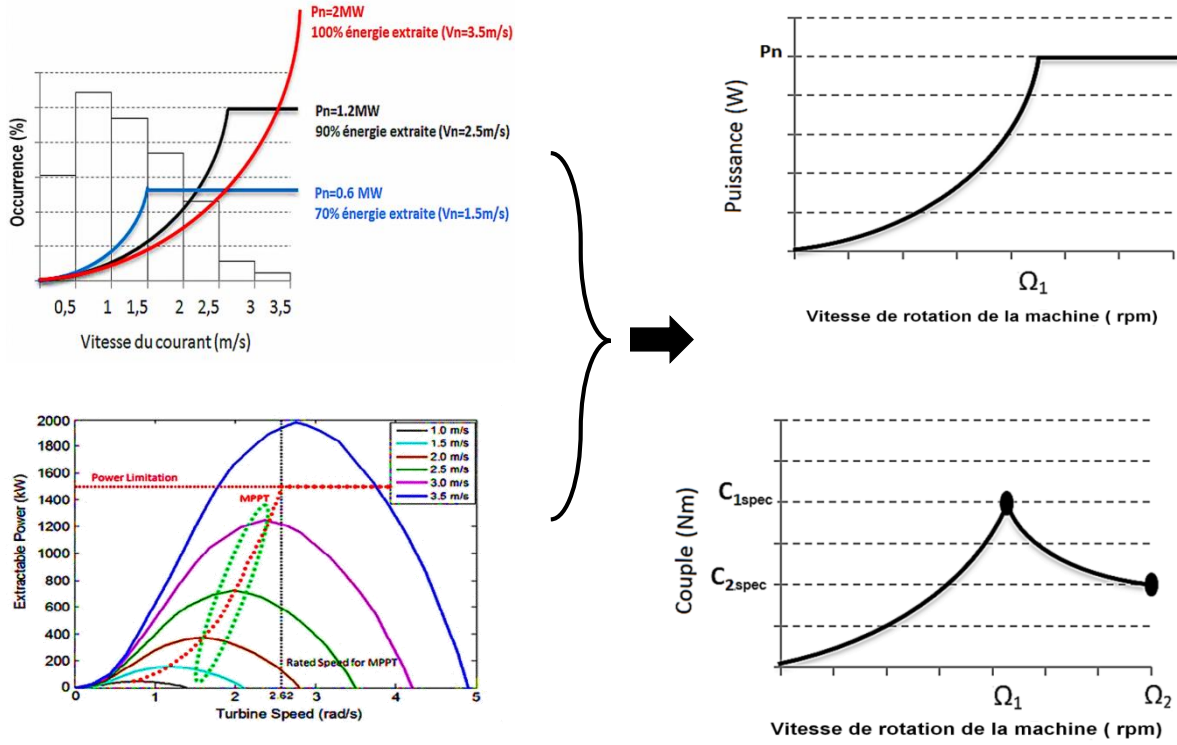


Figure IV-3 : Caractéristiques spécifiques

IV.3 Modèle externe de la machine

Si l'on considère la stratégie préalablement exposée, l'ensemble machine-convertisseur doit être capable de dominer la caractéristique spécifique donnée par la courbe couple vitesse de la figure IV-3. Afin de pouvoir évaluer les performances de l'ensemble génératrice-convertisseur par rapport à ces spécifications, il est nécessaire de développer des modèles qui permettent de faire le lien entre les dimensions géométriques de la machine, son alimentation et les grandeurs électromagnétiques globales (flux, FEM, inductances, couples, pertes). C'est ce type de modèle qui permettra de déterminer la caractéristique couple-vitesse de la machine. Une première possibilité est d'utiliser un modèle numérique basé sur la résolution des équations de Maxwell. Il faut alors explorer pour une géométrie donnée tous les points de fonctionnement du système. Cette méthode est caractérisée par des temps de calcul relativement importants. Pour analyser assez rapidement le fonctionnement du système il est intéressant d'introduire un modèle externe de type circuit (schéma électrique équivalent) qui permet d'explorer plus rapidement le comportement de la machine sous différentes stratégies de commande et d'estimer la caractéristique couple-vitesse. Ce modèle simplifié permet d'analyser le fonctionnement du système et se limite à la description des phénomènes physiques principaux.

Nous considérons que la génératrice utilisée dans notre modèle est celui d'une machine synchrone à aimants permanents triphasée. Le modèle proposé est général et applicable aussi bien à la DSPM qu'aux machines synchrones classiques (lisse et saillante).

IV.3.1 Equations électriques

Le flux total embrassé par les enroulements de chaque phase ψ_k est la somme du flux créé par les aimants ψ_{pm} (flux inducteur) et le flux dû à la réaction d'induit ψ_{ri} . Le flux ψ_k dans la phase k ($k=a,b,c$) est fonction des courants et de la position du rotor.

$$\psi_k(i_a, i_b, i_c, \theta) = \psi_{pm_k}(\theta) + \underbrace{\sum_{j=a}^c \mathcal{L}_{kj}(\theta) i_j(\theta)}_{\psi_{ri_k}} \quad (IV.1)$$

Par application de la loi de Faraday à chaque enroulement, la tension est :

$$v_k(\theta) = \frac{d\psi_k}{dt} + R i_k(\theta) \quad (IV.2)$$

$$v_k(\theta) = \underbrace{\omega \frac{\partial \psi_{pm_k}(\theta)}{\partial \theta}}_{e_k} + \omega \sum_{j=a}^c \mathcal{L}_{kj}(\theta) \frac{\partial i_j(\theta)}{\partial \theta} + \omega \sum_{j=a}^c \frac{\partial \mathcal{L}_{kj}(\theta)}{\partial \theta} i_j(\theta) + R i_k(\theta) \quad (IV.3)$$

Avec e_k est la FEM dans la phase k et ω est la vitesse de rotation de la machine.

Cette équation peut être traduite par le schéma équivalent de la Figure IV-4.

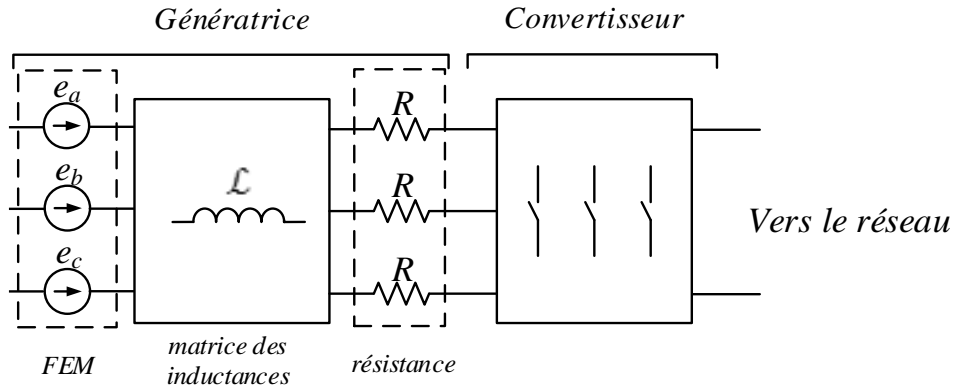


Figure IV-4 : Chaîne de conversion électrique

La génératrice est alors représentée par trois blocs : le bloc des forces électromotrices (FEM), le bloc des résistances et celui de la matrice des inductances. Le convertisseur statique permet de gérer les grandeurs électriques échangées avec le réseau ou l'organe de stockage, son architecture dépend de la stratégie de commande adoptée et des degrés de libertés souhaités.

Les éléments du modèle sont exprimés sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \partial \psi_{pm_a} / \partial t \\ \partial \psi_{pm_b} / \partial t \\ \partial \psi_{pm_c} / \partial t \end{bmatrix} ; [\mathcal{L}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} ; [R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix}$$

Les variations du flux des aimants et les inductances dépendent du type de la machine (saillante, lisse ou DSPM).

IV.3.2 Equation électromécanique

Afin d'estimer les performances de la machine, il est nécessaire de lier les grandeurs globales (flux, courants, tensions) au couple de la machine. La coénergie totale mise en jeu dans la machine peut être écrite sous la forme :

$$\tilde{W}(\theta) = \tilde{W}_0(\theta) + \sum_{k=a}^c \int_0^{i_k(\theta)} \psi_k(i_a, i_b, i_c, \theta) di_k \quad (IV.4)$$

$$\tilde{W}(\theta) = \tilde{W}_0(\theta) + \sum_{k=a}^c \int_0^{i_k(\theta)} \left(\psi_{pm_k} + \sum_{j=a}^c \mathcal{L}_{kj} i_j \right) di_k \quad (IV.5)$$

\tilde{W}_0 : est la coénergie à vide.

En mode linéaire, on peut écrire :

$$\tilde{W}(\theta) = \tilde{W}_{pm}(\theta) + \sum_{k=a}^c \psi_{pm_k}(\theta) i_k(\theta) + \frac{1}{2} \sum_{k=a}^c \sum_{j=a}^c \mathcal{L}_{kj}(\theta) i_k(\theta) i_j(\theta) \quad (IV.6)$$

A partir de la fonction de coénergie, le couple électromagnétique instantané peut être déterminé :

$$\Gamma(\theta) = \frac{\partial \tilde{W}(\theta)}{\partial \theta_m} = 2p \frac{\partial \tilde{W}(\theta)}{\partial \theta} \quad (IV.7)$$

$$\Gamma(\theta) = \underbrace{2p \frac{\partial \tilde{W}_{pm}(\theta)}{\partial \theta}}_{\Gamma_D} + \underbrace{\sum_{k=a}^c 2p \frac{\partial \psi_{pm_k}(\theta)}{\partial \theta} i_k(\theta)}_{\Gamma_{PM}} + \underbrace{\sum_{k=a}^c \sum_{j=a}^c p \frac{\partial \mathcal{L}_{kj}(\theta)}{\partial \theta} i_k(\theta) i_j(\theta)}_{\Gamma_L} \quad (IV.8)$$

θ_m : position mécanique du rotor

Γ_D : couple de détente (négligé dans le modèle)

Γ_{PM} : couple hybride

Γ_L : couple réluctant

Dans le modèle que nous considérerons, nous limiterons notre analyse à la somme du couple hybride et du couple réluctant. En effet le couple de détente qui est à valeur moyenne nulle ne contribue pas au couple moyen.

IV.4 Stratégies de contrôle

Le principe de contrôle est de gérer les grandeurs électriques échangées avec le réseau (courant, tension). La stratégie de contrôle consiste à contrôler la forme d'onde du courant en imposant grâce à une boucle de commande (par l'usage d'un onduleur de tension à MLI) les tensions moyennes (à l'échelle de la fréquence de découpage) aux bornes des phases (cas de la DSPM alimentée par des courants carrés ou commande par des courants sinusoïdaux).

IV.4.1 DSPM excitée par des courants rectangulaires

Le but de cette partie est de tester et de simuler le mode de fonctionnement adopté dans la procédure d'optimisation de la structure DSPM (Figure III.2) avec des formes d'ondes proches de celles utilisées dans les chapitres précédents. Dans les chapitres précédents le courant est considéré constant pendant toute la durée de conduction de la phase, alors qu'en réalité ce n'est pas le cas. En effet les temps de montée et de descente du courant dans la phase vont dépendre de la valeur de la tension du bus continu du convertisseur, de la valeur de la force électromotrice pendant ces phases ainsi que de la valeur des inductances.

Les inductances de la DSPM sont déterminées à partir des réseaux flux-courant calculés par éléments finis en prenant compte la saturation magnétique (paragraphe III.5). Ces inductances sont périodiques, et on peut limiter leur expression au fondamental de leur développement en série de Fourier :

$$\mathcal{L}_{DSPM} = \begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos(\theta) & M_0 - M_1 \cos(\theta + 2\pi/3) & M_0 - M_1 \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_0 - M_1 \cos(\theta + 2\pi/3) & L_0 - L_1 \cos(\theta - 2\pi/3) & M_0 - M_1 \cos(\theta) \\ M_0 - M_1 \cos(\theta - 2\pi/3) & M_0 - M_1 \cos(\theta) & L_0 - L_1 \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$\psi_{pm} = \begin{bmatrix} \psi_{pm_a} \\ \psi_{pm_b} \\ \psi_{pm_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_0 + \phi_m \cos(\theta) \\ \phi_0 + \phi_m \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \phi_0 + \phi_m \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

La DSPM de référence (DSPM0) a les paramètres suivants :

$$\begin{aligned} L_0 &= 0.282 \text{ [H]} & L_1 &= 0.0234 \text{ [H]} \\ M_0 &= -0.1253 \text{ [H]} & M_1 &= 0.0504 \text{ [H]} \\ \phi_0 &= 1.18 \text{ [Wb]} & \phi_m &= 0.54 \text{ [Wb]} \end{aligned}$$

Bien que les paramètres du modèle soient limités au premier harmonique, le modèle reste précieux pour une première approche. Les équations du modèle sont simulées sous Simulink. On souhaite avoir un courant positif dans une phase durant les 120° électriques correspondant au moment où la FEM dans la phase est maximale (Figure IV-6). La durée de conduction d'une phase est définie par les angles d'amorçage et d'extinction (θ_{on} et θ_{off}) de chaque phase avec un décalage de 120° entre phases.

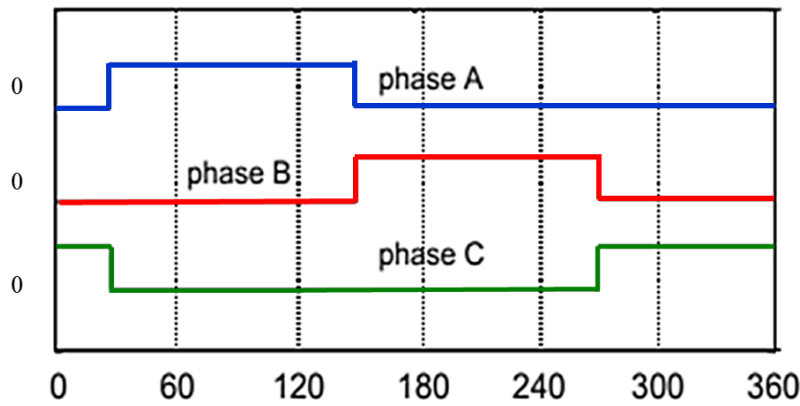


Figure IV-5 : Forme d'onde idéalisée des courants carrés

Une fois atteint, le courant est maintenu à I_{max} dans la phase active et à zéro dans les phases passives. Pour simplifier l'analyse, on considère ici que l'on utilise un convertisseur statique en pont par phase commandé en MLI. Le convertisseur complet (3 phases) comporte donc 12 interrupteurs électroniques (4 par phase comme montre la Figure IV-8), ils peuvent être des transistors IGBT avec des diodes en anti-parallèle. Les commutateurs du convertisseur permettent d'imposer 3 niveaux de tension (V_{dc} , $-V_{dc}$ ou 0) aux bornes des enroulements de chaque phase en se basant sur la position du rotor et la valeur du courant. Cela va permettre de faire monter le courant et de le maintenir entre θ_{on} et θ_{off} .

Quatre cas sont possibles: Dans le premier cas, une tension $+V_{dc}$ est imposée par la fermeture des interrupteurs S_1 et S_2 pour faire croître le courant, le deuxième cas consiste à faire décroître le courant par la fermeture des interrupteurs S_3 et S_4 en imposant une tension $-V_{dc}$ aux bornes de la phase. Une phase de roue libre (La tension de phase est égale à 0) peut être obtenue par la fermeture des interrupteurs S_1 et S_3 ou S_2 et S_4 . Lors de la phase de maintien, une alternance d'une des phases actives (1^{er} ou 2^e cas selon la valeur de la FEM) avec une phase de roue libre peut être utilisée. Le dernier cas consiste à maintenir le courant de phase à zéro par l'ouverture de tous les interrupteurs S_1 , S_2 , S_3 et S_4 lors des phases d'extinction. Avec ces 4 configurations du circuit on peut réaliser la loi de commande souhaitée (figure IV-7).

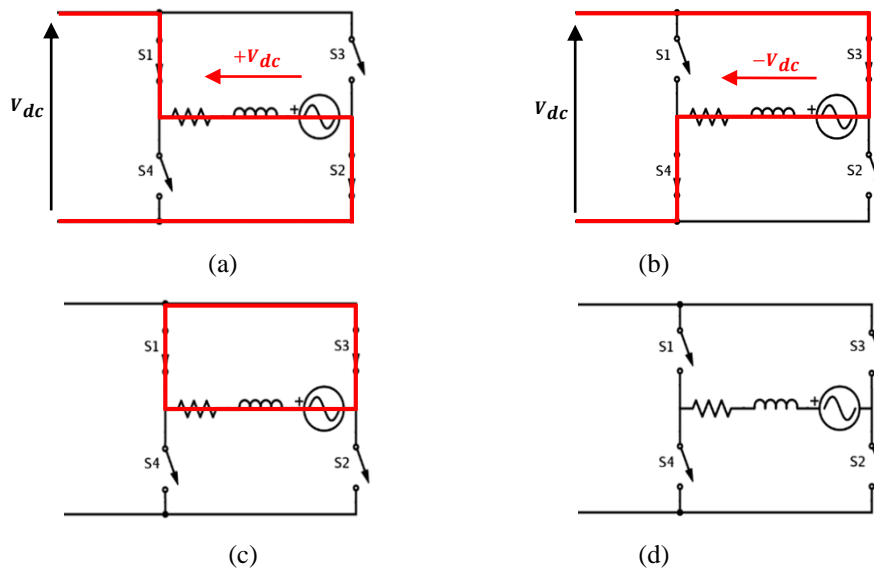


Figure IV-6 : Cas de commutation par phase

La Figure IV-7 présente une illustration du courant parcourant une phase. Comme expliqué précédemment, la forme d'onde de tension se compose d'une série d'impulsions commandées par les commutateurs du convertisseur. Ces impulsions sont commandées pour approcher la forme d'onde rectangulaire du courant en fonction de Δi et des angles (θ_{on} , θ_{off}). L'ondulation du courant dans les périodes où le courant est maintenu constant diminue lorsque la fréquence de commutation augmente (cette ondulation, ou de manière équivalente le choix de la fréquence de découpage est un des paramètres clés du dimensionnement du convertisseur car il est lié aux pertes par commutation).

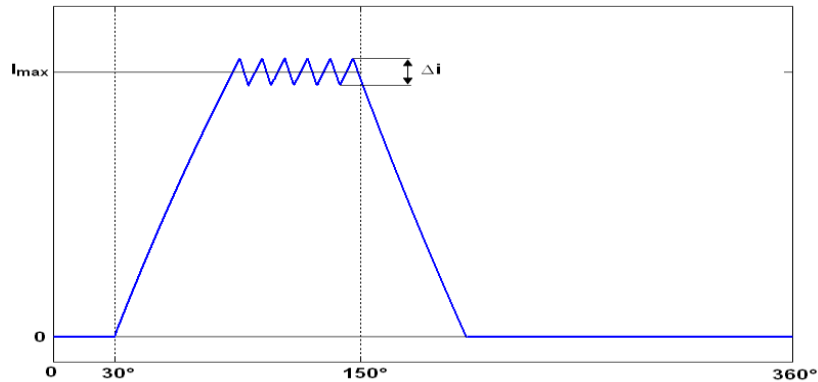


Figure IV-7 : Illustration de signal du courant

La figure IV-8 montre les formes des ondes des FEM, courants, tension, couples et puissance pour trois vitesses de rotation : 10rpm, 50rpm et 70rpm avec la tension de bus continu 800V. La forme du courant dépend de la vitesse de rotation. Plus la vitesse est élevée, plus il devient difficile d'avoir la forme d'onde des courants souhaitée à cause de la diminution de la durée de conduction des phases et de l'augmentation de la valeur de la FEM. A partir d'une certaine vitesse, la durée de la montée du courant de 0 à I_{max} interdit au courant d'atteindre sa valeur maximum (cas de 70rpm) durant la phase de conduction. Par conséquent le couple va diminuer considérablement et les performances de la machine s'éloigneront de celles espérées avec les formes d'onde idéalisées.

10 rpm	50 rpm	70 rpm
--------	--------	--------

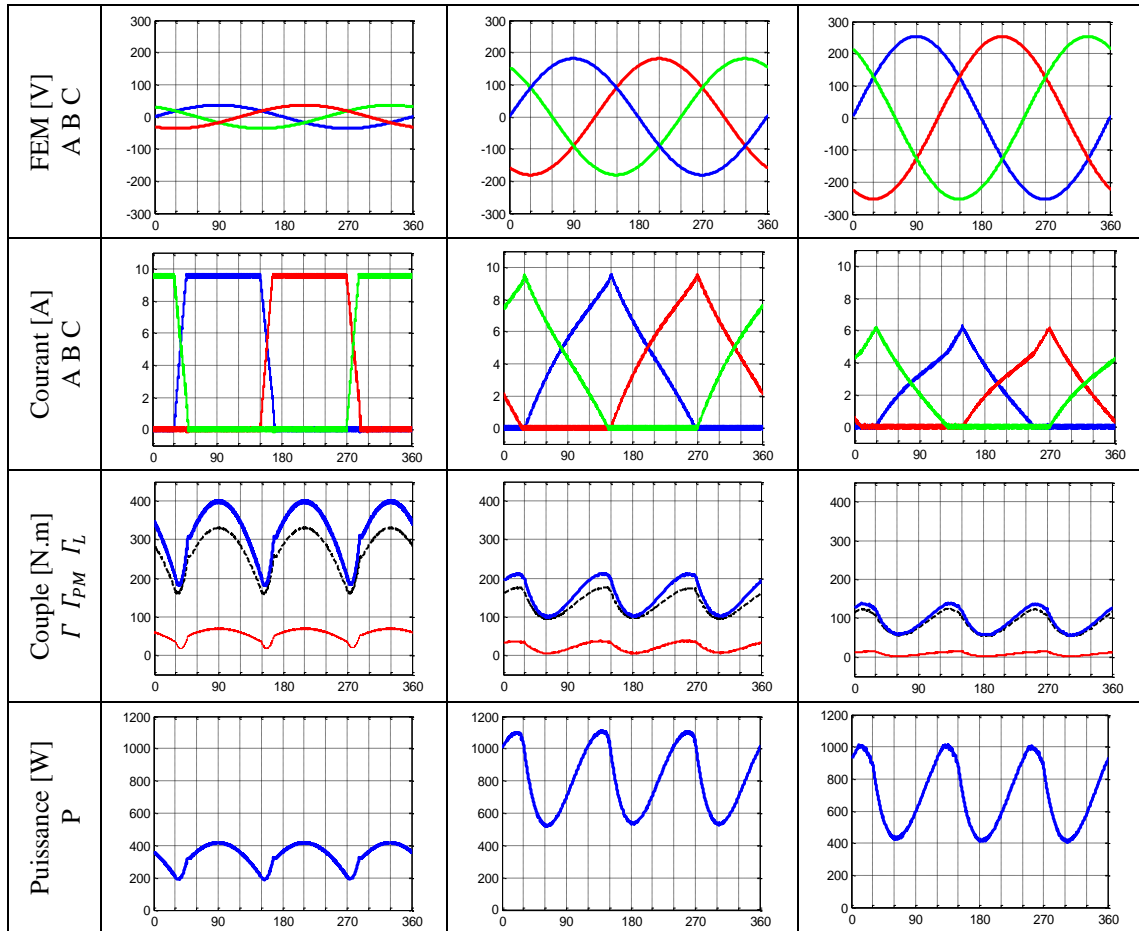


Figure IV-8 : Formes des ondes pour 10rpm, 50rpm et 70rpm avec $V_{DC}=800V$

La figure IV-10 montre les caractéristiques de la DSPM à vitesse variable avec un intervalle de conduction par phase fixé à 120° électrique. Nous observons que la valeur maximum du courant commence à diminuer à partir de 50rpm (limite à partir de laquelle le temps de conduction ne permet pas d'atteindre le courant nominal). La DSPM choisie produit une puissance maximale de 1430W à la vitesse 40rpm avec un coefficient d'ondulation du couple K_{ond} égale à 1 où K_{ond} est défini comme suit :

$$K_{ond} = \frac{\Gamma_{max} - \Gamma_{min}}{\Gamma_{moy}} \quad (IV.9)$$

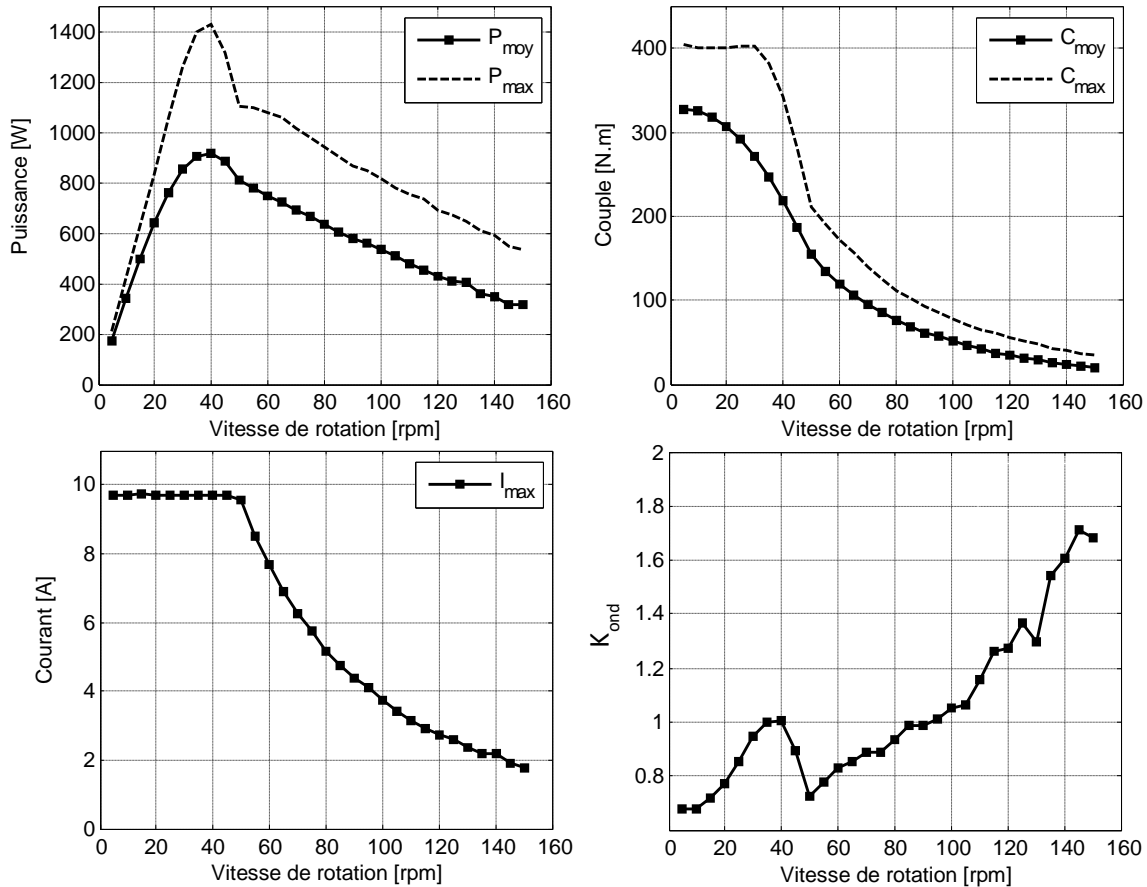


Figure IV-9 : Caractéristiques de la DSPM à vitesse variable
 120° de conduction par phase ($\theta_{onA}=30^\circ$, $\theta_{offA}=150^\circ$)

Dans le cas des grandes vitesses, les angles (θ_{on} , θ_{off}) et l'amplitude maximum, I_{max} , du courant peuvent être optimisés pour avoir une meilleure performance de la DSPM. Ce choix peut se faire en maximisant le couple tout en minimisant l'ondulation du couple. Nous pouvons réaliser cette amélioration par la prolongation de l'intervalle de conduction, soit en avançant l'angle d'amorçage θ_{on} , ou en retardant l'angle d'extinction θ_{off} ou encore par une combinaison des deux. En avançant l'angle d'amorçage θ_{on} avant 30° , le courant monte plus rapidement grâce à la faible inductance autour de la position d'opposition. Si on augmente l'intervalle de conduction de chaque phase au-delà de 120° l'effet d'interaction entre les différentes phases devient plus important et la composante mutuelle du couple réactant va alors intervenir largement. Ces travaux d'optimisation des plages de fonctionnement pourront constituer des perspectives intéressantes pour la suite des travaux. On pourrait d'ailleurs imaginer effectuer une optimisation conjointe des dimensions de la machine et des paramètres de la commande (θ_{on} , θ_{off} et I_{max}) afin de trouver le meilleur compromis entre tous ces paramètres.

IV.4.2 Commande par des courants sinusoïdaux

Dans cette partie, nous considérons une alimentation de la machine par des courants sinusoïdaux et nous analyserons les formes d'ondes des grandeurs électriques dans la machine couplée avec son convertisseur. Nous allons déterminer les caractéristiques couple-vitesse et puissance-vitesse de 3 machines à aimants : la DSPM étudiée, une machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses et à pôles saillants. Les structures générales de ces 3 machines sont présentées respectivement à la Figure IV-10-(a), (b) et (c). Les machines étudiées auront le même nombre de pôles égal à 64 (à la figure IV-10 les machines à pôles lisses et à pôles saillants

sont représentées avec des polarités différentes de la celle de la DSPM pour des raisons de lisibilité de la figure). Leur comportement sera analysé en considérant que ces machines ont un comportement linéaire et que leurs flux et inductances varient de manière sinusoïdale.

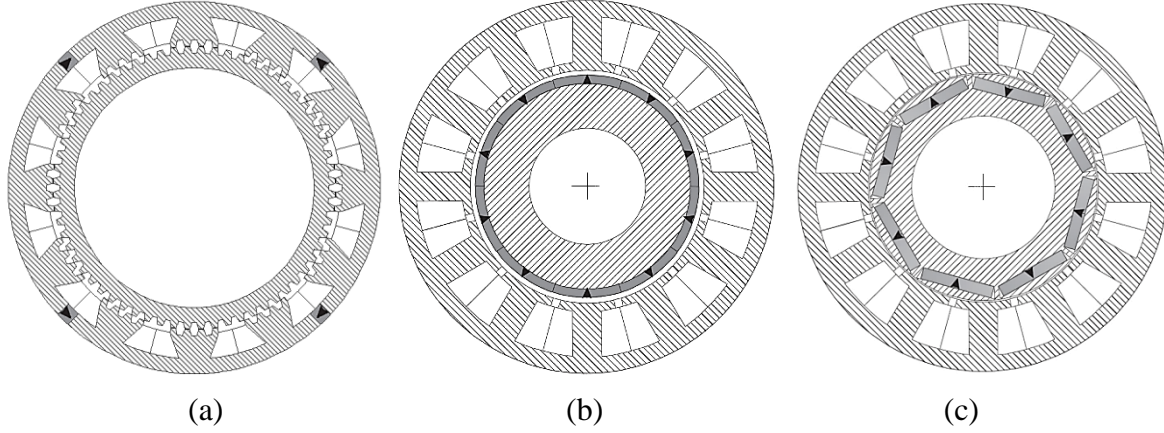


Figure IV-10 : Génératrices à aimants permanents
(a) DSPM (b) machine à pôles lisses (c) machine à pôles saillants

Les équations à résoudre (présentées au paragraphe IV.3.1) sont valables pour les machines synchrones classiques (à pôles lisses et à pôles saillants) et la DSPM. Les 3 types de machines se différencient par leurs variations des flux à vide et des inductances (Figure IV-11).

Pour une machine à pôles lisses (par exemple à aimants déposés en surface du rotor), les inductances propres et les mutuelles ne dépendent pas de la position et prennent des valeurs constantes. En revanche, pour la DSPM et la machine à pôles saillants, les inductances dépendent de la position. La période spatiale de la variation des inductances d'une DSPM est la période électrique au contraire des machines classiques à pôles saillants dont les inductances varient avec une période d'une demi-période électrique. Les matrices inductances des 3 machines sont :

$$\mathcal{L}_{lisse} = \begin{bmatrix} L_0 & M_0 & M_0 \\ M_0 & L_0 & M_0 \\ M_0 & M_0 & L_0 \end{bmatrix}$$

$$\mathcal{L}_{sail} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos(2\theta) & M_0 + M_1 \cos(2\theta - 2\pi/3) & M_0 + M_1 \cos(2\theta + 2\pi/3) \\ M_0 + M_1 \cos(2\theta - 2\pi/3) & L_0 + L_1 \cos(2\theta + 2\pi/3) & M_0 + M_1 \cos(2\theta) \\ M_0 + M_1 \cos(2\theta + 2\pi/3) & M_0 + M_1 \cos(2\theta) & L_0 + L_1 \cos(2\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$\mathcal{L}_{DSPM} = \begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos(\theta) & M_0 - M_1 \cos(\theta + 2\pi/3) & M_0 - M_1 \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_0 - M_1 \cos(\theta + 2\pi/3) & L_0 - L_1 \cos(\theta - 2\pi/3) & M_0 - M_1 \cos(\theta) \\ M_0 - M_1 \cos(\theta - 2\pi/3) & M_0 - M_1 \cos(\theta) & L_0 - L_1 \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

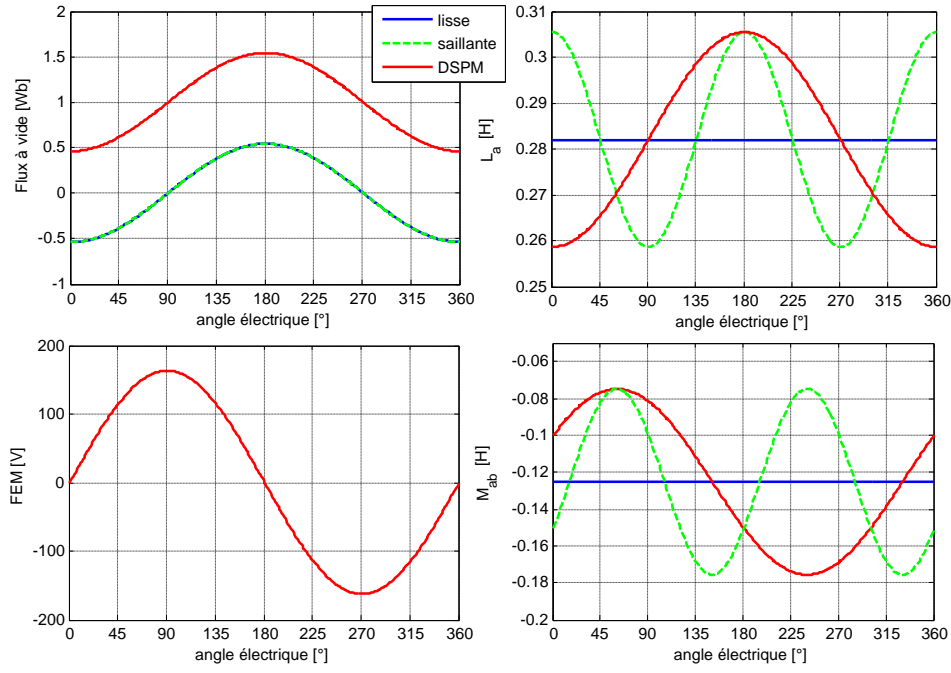


Figure IV-11 : Flux à vide, FEM et inductances des 3 machines

Le flux à vide dans la DSPM varie de la même façon que dans les machines classiques mais avec une valeur moyenne non nulle ϕ_0 (Figure IV-11). La forme d'onde de la FEM qui est l'image de la dérivée du flux est donc semblable à celle d'une machine classique. On considérera ici que les forces électromotrices sont parfaitement sinusoïdales.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \partial \psi_{pm_a} / \partial t \\ \partial \psi_{pm_b} / \partial t \\ \partial \psi_{pm_c} / \partial t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \omega \phi_m \sin(\theta) \\ p \omega \phi_m \sin(\theta - 2\pi/3) \\ p \omega \phi_m \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

On considère que les courants dans les phases sont parfaitement contrôlés par un convertisseur MLI pour être en régime permanent, sinusoïdaux, équilibrés et en synchronisme :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \sin(\theta - \Psi) \\ I \sin(\theta - \Psi - 2\pi/3) \\ I \sin(\theta - \Psi + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Avec Ψ est l'angle de déphasage entre le courant de phase et la FEM de cette phase.

Dans ce cas, le convertisseur coté machine et son système de contrôle (boucle de contrôle de courant) apparaît comme une source de courants alternatifs réglable en amplitude (I) et en déphasage (Ψ) pour chaque régime permanent.

Nous remplaçons les matrices de flux à vide, des inductances et des courants de chaque machine dans l'équation (IV.8) pour obtenir les expressions des couples électromagnétiques :

$$\Gamma_{em-l} = \underbrace{\frac{3}{2} p \phi_m I \cos(\Psi)}_{\Gamma_H} + \Gamma_{D-l} \quad (IV.10)$$

$$\Gamma_{em-s} = \underbrace{\frac{3}{2} p \phi_m I \cos(\Psi)}_{\Gamma_H} + \underbrace{\frac{3}{4} p (L_1 + 2M_1) I^2 \sin(2\Psi)}_{\Gamma_{L-s}} + \Gamma_{D-s} \quad (IV.11)$$

$$\Gamma_{em-DSPM} = \underbrace{\frac{3}{2} N_r \phi_m I \cos(\Psi)}_{\Gamma_H} + \underbrace{\frac{3}{8} N_r (L_1 + 2M_1) I^2 \sin(3\theta - 2\Psi)}_{\Gamma_{L-DSPM}} + \Gamma_{D-DSPM} \quad (IV.11)$$

Γ_{em-l} , Γ_{em-s} et $\Gamma_{em-DSPM}$ sont respectivement les couples électromagnétiques des machines lisse, saillante et DSPM. Γ_{D-l} , Γ_{D-s} et Γ_{D-DSPM} sont les couples de détentes négligés dans cette étude.

Avec les hypothèses employées les machines classiques (lisse et saillante) ont un couple constant, en revanche le couple réactant de la DSPM (Γ_{L-DSPM}) dépend de la position électrique. Ce couple produit une ondulation du couple total.

En regardant les équations des couples, on peut noter que le couple et donc la puissance produite par la génératrice peuvent être contrôlés en agissant sur les valeurs de I et Ψ .

Les expressions des tensions sont obtenues en remplaçant les matrices courants, inductances et flux à vide dans l'équation (IV.3). Les tensions des machines dépendent alors de la vitesse de rotation. Cette équation va permettre de prendre en compte les limitations du convertisseur en tension ($V < V_{max}$) dans le fonctionnement à vitesse variable.

IV.4.2.1 Principe de fonctionnement en régime de défluxage

Pour les basses vitesses, le pilotage de la machine est effectué en maintenant les courants en phase avec la FEM ($\Psi = 0$). Si l'on se place à la valeur maximale du courant (cette valeur maximale de courant étant liée au dimensionnement thermique de la machine et des interrupteurs), la vitesse de rotation de la génératrice peut augmenter selon cette stratégie jusqu'à une vitesse dite de base Ω_b où la tension produite dans les phases atteint le niveau maximal pouvant être contrôlé par le convertisseur. Cette valeur de tension au-delà de laquelle le convertisseur ne peut plus piloter les courants dans la machine est limitée par la valeur du bus continu du convertisseur.

Pour que la génératrice fonctionne à des vitesses supérieures à cette vitesse de base, une contrainte en tension doit être respectée ($V < V_{max}$). Ceci correspond au fait que le flux magnétique global dans la machine dont la tension est aux chutes de tension ohmiques près la dérivée doit être réduit. Autrement dit, il faut appliquer une stratégie de défluxage pour réduire la tension induite.

Dans le cas des génératrices à aimants permanents, le flux à vide est produit par les aimants qui peuvent être représentés comme une source de flux d'excitation fixe. L'idée dans ce cas est de contrôler le flux de réaction d'induit pour qu'il s'oppose au flux des aimants afin de réduire le flux global. On doit donc agir sur l'amplitude des courants et leur déphasage Ψ par rapport à la FEM. A titre d'exemple, la Figure IV-12 présente une représentation vectorielle des tensions et des courants pour une machine à pôles lisses avant (en vert) et après la vitesse de base (en rouge).

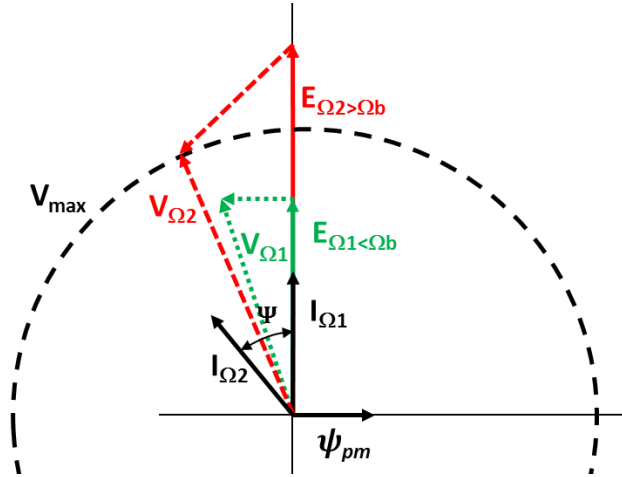


Figure IV-12 : Défluxage. Schéma vectoriel pour une machine à pôles lisses

En régime de défluxage, le couple qui est directement proportionnel au flux des aimants, au courant et au cosinus de l'angle Ψ , décroît avec la vitesse lorsque l'angle Ψ augmente pour pouvoir respecter la contrainte en tension. Déterminer la caractéristique couple vitesse au-delà de la vitesse de base revient à résoudre le problème d'optimisation suivant : il faut déterminer la valeur optimale de (I, Ψ) pour obtenir un couple (ou une puissance) maximum pour chaque valeur de la vitesse avec des contraintes sur la valeur maximale du courant et de la tension. Les variables d'optimisation sont alors les valeurs du courant, I , et de l'angle Ψ . Deux contraintes doivent être respectées : les valeurs crêtes du courant et de la tension doivent être inférieures ou égales à leurs valeurs maximales admissibles.

Dans le cas particulier d'une machine à aimants permanents à pôles lisses, une technique graphique utilisant des intersections de cercles représentant les limites en tension et en courant dans le plan (I_d, I_q) [MOR 90] [SOO 94] permet de déterminer la stratégie de contrôle de défluxage pour obtenir un couple maximal. On peut ainsi déterminer la valeur de I et Ψ et le couple maximal correspondant pour chaque valeur de vitesse.

Cette méthode est illustrée à la figure IV-13 pour le cas de la machine à pôles lisses. La contrainte limite de courant représentée par un cercle d'un rayon fixe égal à I_{\max} . Dans le plan des courants, la contrainte liée à la tension (tension maximale) peut également être représentée par un cercle (ce cercle devient une ellipse pour une machine à pôles saillants). Le centre de ce cercle de tension est centré sur le point $(-\frac{\phi_m}{L_s}; 0)$ où L_s représente l'inductance synchrone de la machine.

Le rayon de ce cercle vaut $V/L_s\omega$ et est alors inversement proportionnel à la vitesse.

Dans le cas d'une machine à pôles lisses, respecter les contraintes revient à ce que tous les points de fonctionnement soient à l'intérieur de la section d'intersection du cercle limite du courant et du cercle limite de tension.

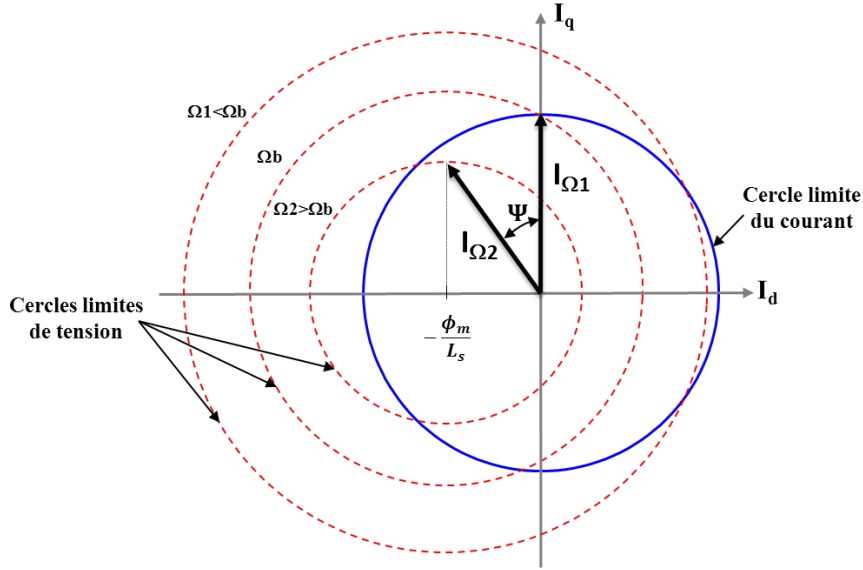


Figure IV-13 : Défluxage. Cercles limites

Malheureusement cette technique graphique n'est pas facile à mettre en œuvre dans le cas de la DSPM ou d'une machine à pôles saillants. Nous utilisons alors un algorithme numérique d'optimisation qui recherche, pour chaque vitesse, le point de fonctionnement admissible qui correspond au couple maximal. Il s'agit de la résolution du problème d'optimisation précédemment présenté.

IV.4.2.2 Comparaison des caractéristiques couple vitesse et puissance vitesse

Le but est de comparer les caractéristiques à couple maximum pouvant être obtenu sur une large plage de vitesse par les génératrices synchrones classiques et par la DSPM.

Pour une meilleure comparaison nous utilisons les mêmes limitations pour la tension et le courant et les mêmes paramètres pour les 3 machines :

$$I_{max} = \sqrt{2} \, 10 \text{ (A)}, V_{max} = 800 \text{ (V)}$$

$$\phi_m = 0.54 \text{ (Wb)}, R = 0.43 \text{ (}\Omega\text{)}$$

$$L_0 = 0.282 \text{ (H)}, L_1 = 0.0234 \text{ (H)} \quad M_0 = -0.1253 \text{ (H)}, M_1 = 0.0504 \text{ (H)}$$

Ces valeurs correspondent à celles de la DSPM obtenues par éléments finis en régime saturé. Il est à noter que si ces valeurs sont assez caractéristiques d'une DSPM, elles sont beaucoup moins communes pour des machines synchrones plus classiques. Elles correspondent en effet à un niveau de réaction d'induit très élevé et à un niveau de saillance très important.

Nous cherchons à ajuster le courant avec la FEM d'une façon optimale pour produire le maximum de la puissance, tout en respectant les contraintes sur le courant et la tension. Pour cela, nous avons utilisé la fonction *fmincon* de Matlab basée sur la méthode "Interior-Reflective Newton" [MAT 15].

Le problème d'optimisation est défini comme suit :

$$\text{variables : } I \in [0, I_{max}] \text{ et } \Psi \in [-\pi/2, \pi/2]$$

$$\text{fonction objectif : } \max (\text{Couple})$$

$$\text{contrainte : } \max(|V_{phase}(\theta)|) \leq V_{max}$$

Nous appliquons l'algorithme d'optimisation pour toutes les vitesses et pour les trois types de machines (DSPM, machine à pôles lisses et à pôles saillants).

Les figures (IV-14-a) et (IV-14-b) montrent les caractéristiques couple et puissance en fonction de la vitesse de rotation des différentes machines. Les lois de commande sont également présentées par les variations du module du courant et de l'angle Ψ en fonction de la vitesse (figures IV-14-c et IV-14-d).

A basse vitesse, on constate que la machine DSPM a le même couple moyen maximal que la machine à pôles lisses. En effet la partie réluctance du couple de la DSPM a une valeur moyenne nulle et le couple hybride de la DSPM a une valeur identique à celui de la machine à pôles lisses car l'angle Ψ optimal est nul pour les 2 machines. La vitesse de base de la DSPM est supérieure à celle de la machine à pole lisse.

On constate également que la caractéristique de la machine à pôles saillants à basse vitesse domine les 2 autres (Figure IV-14-a et IV-14-b). En effet, lorsque l'angle Ψ n'est pas nul (Figure IV-14-c et IV-14-d), le couple de réluctance s'ajoute au couple hybride. Cela revient à surfluxer la machine à poles saillants à basse vitesse. Ce phénomène est particulièrement important car la saillance est ici particulièrement significative (les paramètres choisis ne correspondent pas forcément à une configuration réaliste pour ce type de machine).

Après la vitesse de base, on distingue deux zones de défluxage de la DSPM : une zone juste après la vitesse de base entre [37-41] tr/min, où la tension et l'amplitude du courant restent maximales mais le courant n'est plus en phase avec la FEM (l'angle Ψ varie seul). Le couple moyen de la DSPM commence à baisser, mais la puissance moyenne continue à augmenter jusqu'à 3118W. Puis, une deuxième zone de défluxage où la loi de commande réduit l'amplitude du courant et déphase en même temps le courant de la FEM dans laquelle la puissance produite décroît sensiblement.

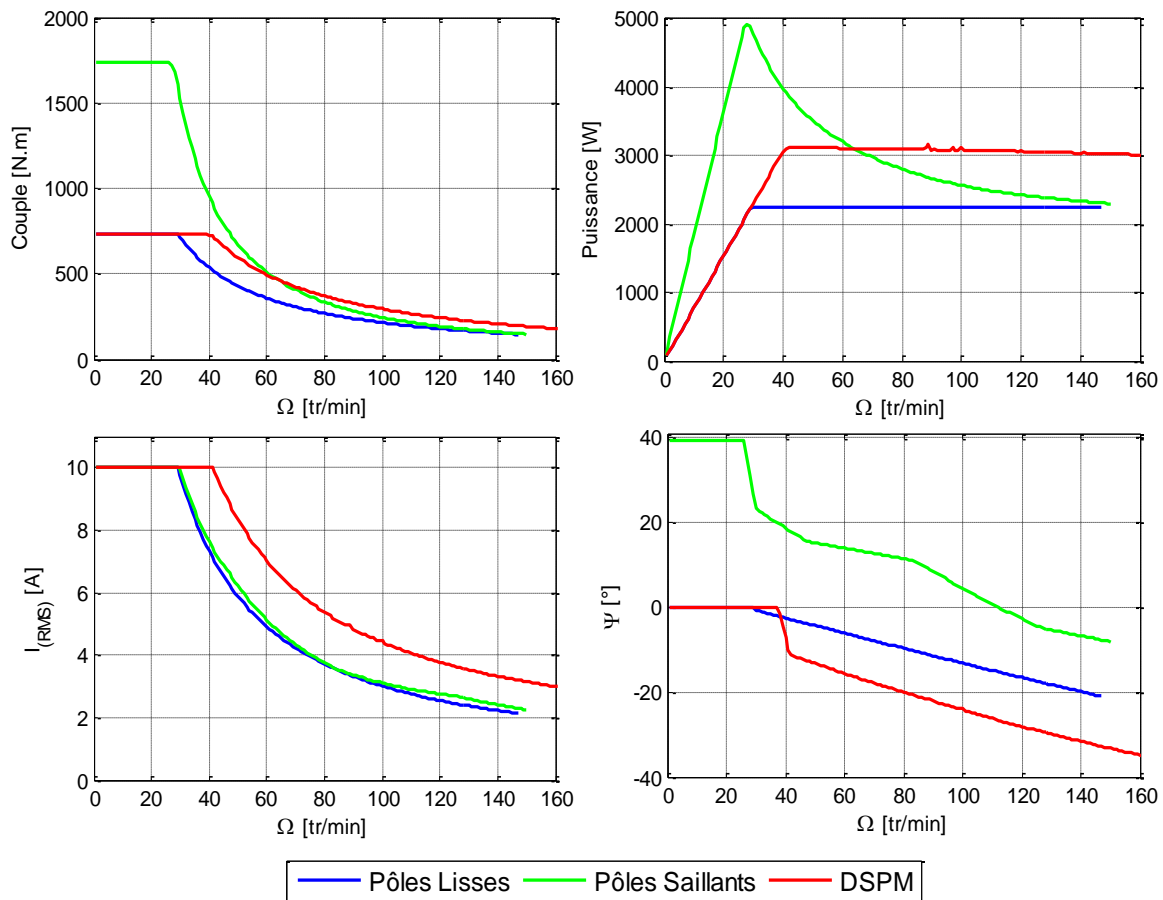


Figure IV-14 : Couple-vitesse et Puissance-vitesse

A partir des caractéristiques couple et puissance en fonction de la vitesse de rotation des différentes machines, nous observons que la DSPM développe une puissance comparable aux autres machines sur une plage de vitesse plus étendue (puissance plus importante à haute vitesse) et elle est moins limitée en terme de couple pendant le défluxage.

Pour des raisons de simplification, nous considérerons maintenant le cas particulier d'une DSPM où la mutuelle inductance entre les phases statoriques serait négligeable. La Figure IV-16 montre les caractéristiques de la DSPM avec une stratégie de contrôle qui consiste à :

- maintenir le courant en phase avec la FEM et faire varier son amplitude pour respecter la contrainte en tension ($\Psi = 0$).
- utiliser la méthode d'optimisation de (I, Ψ) précédemment présentée avec et sans mutuelles (DSPM-SM).

Lorsque les mutuelles de la DSPM sont négligeables, on constate que la machine fonctionne sur une plage de vitesse plus étendue et est moins limitée en terme de couple pendant le défluxage.

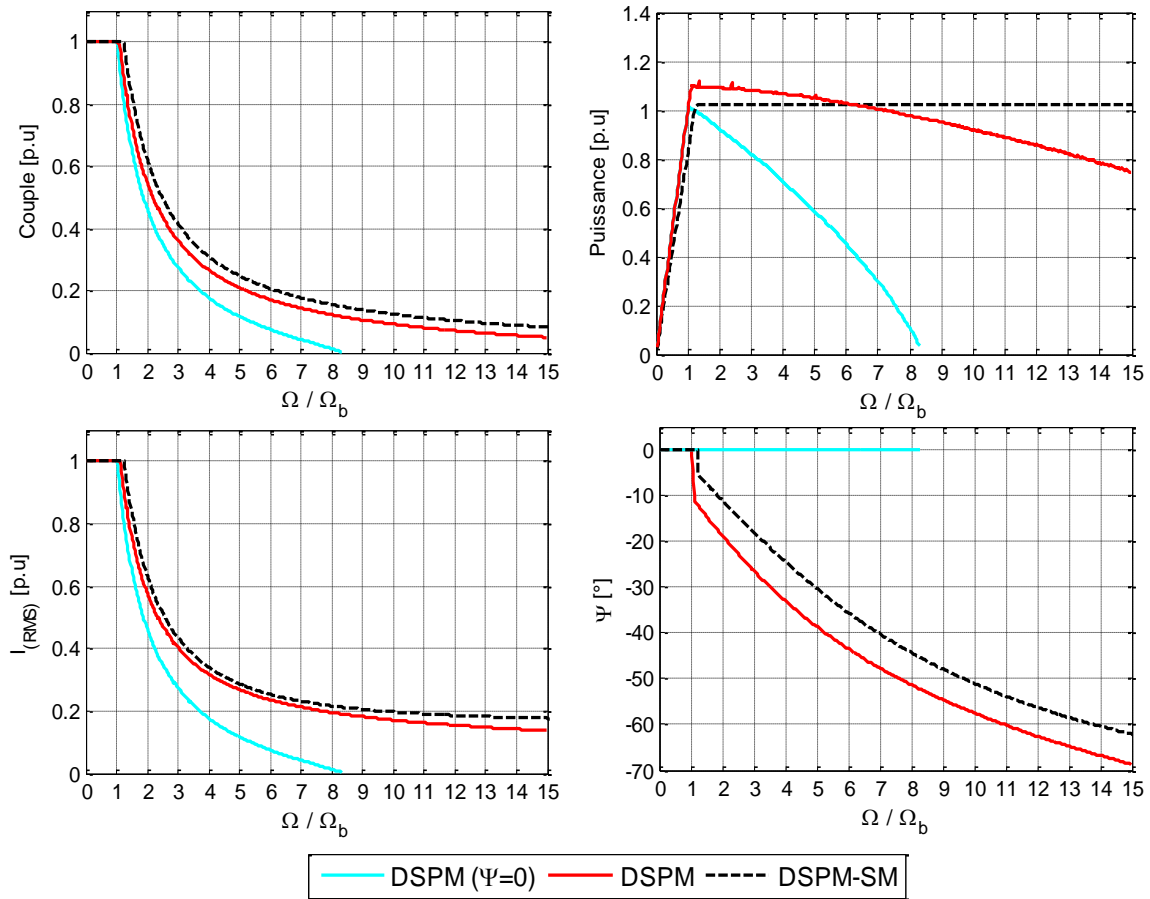


Figure IV-14 : Couple-vitesse et Puissance-vitesse (DSPM et DSPM-SM)

IV.5 Conclusion

Ce chapitre présente des outils de modélisation des caractéristiques de fonctionnement en vitesse variable des machines de type DSPM en prenant en compte les contraintes liées au convertisseur. Ces outils ont été présentés pour deux modes d'alimentation (courants rectangulaires avec une phase alimentée sur 120° et courants sinusoïdaux) et pour une topologie de convertisseur simplifiée (onduleur en pont alimentant chaque phase) mais peuvent être évidemment étendus à d'autres stratégies de commande et d'autres topologies de convertisseur. Les méthodes proposées permettent le tracé des caractéristiques couple vitesse associées à ces ensembles convertisseurs-machines. Elles permettent ainsi de vérifier si les systèmes dimensionnés sont capables de suivre une caractéristique puissance vitesse spécifique liée à l'application. Pour le cas d'une hydrolienne à pas fixe, il s'agit de pouvoir suivre une caractéristique de vitesse à puissance nominale constante sur une large plage de vitesse au-delà de la vitesse correspondant à la puissance nominale. Les résultats présentés montrent qu'une DSPM est *a priori* capable de performances intéressantes en termes de vitesse de base et de plage de défluxage par rapport une machine équivalente plus classique à pôles lisses. Il faudrait cependant insérer ses outils dans un processus d'optimisation des dimensions de la machine (tels que présentés dans les chapitres précédents) et des caractéristiques du convertisseur pour pouvoir conclure définitivement. Ceci constitue une piste pour le développement de futurs travaux en prolongation de cette thèse.

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons étudié un concept non conventionnel de génératrice lente qui pourrait être adapté au contexte applicatif d'une application hydrolienne.

Nous avons présenté dans un premier temps le contexte général de la production des énergies marines et en particulier de l'énergie hydrolienne. L'exploitation de cette énergie hydrolienne présente l'avantage d'être prévisible et d'avoir un caractère régulier qui permet l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique produite. Le principe et les solutions technologiques d'un système hydrolien sont abordés dans la première partie du chapitre I, où nous avons présenté les principaux éléments constituant ce système. Puis nous nous sommes intéressés aux chaînes électromécaniques pouvant être employées pour construire une hydrolienne et en particulier aux types de génératrices pouvant être utilisées. Ceci nous a permis de dégager des tendances pour chaque technologie pouvant être employée, concernant le coût d'acquisition du système, son efficacité et les contraintes liées à la maintenance et à la robustesse. Pour un système implanté dans un environnement marin, les coûts liés aux opérations de maintenance conditionnent au premier ordre la viabilité économique du projet. Dans ce contexte, l'élimination des composants nécessitant un niveau de maintenance élevé est en adéquation avec des exigences élevées en termes de robustesse et une minimisation des opérations sur les machines. Dès lors, les systèmes à entraînement direct comportant des machines synchrones à aimants permanents semblent une option favorable dans le contexte applicatif hydrolien. C'est pourquoi nous avons consacré nos travaux à la possibilité d'utiliser une machine synchrone à aimants non conventionnelle particulière (DSPM) qui présente des avantages supplémentaires en termes de robustesse et de simplicité.

Le chapitre II est consacré au concept de génératrice étudié, il s'agit de présenter une machine à réluctance variable doublement saillante avec quatre aimants insérés dans la culasse statorique. La spécificité de la DSPM étudiée par rapport aux autres DSPM trouvées dans la littérature est qu'elle possède des plots statoriques dentés qui permettent l'augmentation du nombre de dents du rotor conduisant à l'augmentation de la fréquence de conversion sans augmenter le nombre d'aimants permanents, ni diminuer l'espace dédié au bobinage grâce à un bobinage centralisé autour de plots. C'est pourquoi ce type de machine peut fonctionner à basse vitesse avec seulement un petit nombre d'aimants et de bobines. De plus, l'absence d'excitation au rotor permet de réduire les contraintes thermiques car les pertes sont alors principalement localisées dans le stator, qui est plus simple à refroidir.

La DSPM à plots dentés nous semble donc un concept potentiellement intéressant pour les applications où la machine doit être robuste et fonctionner à faible vitesse, ce qui est le cas d'une application hydrolienne à entraînement direct.

Par la suite nous avons présenté le fonctionnement basique de la DSPM au niveau qualitatif et nous avons introduit des outils et des méthodes nécessaires à la caractérisation d'une telle machine. Ces outils permettent d'évaluer les caractéristiques de fonctionnement de la machine et son état de saturation par une approche numérique (éléments finis 2D).

Ils sont utilisés dans le chapitre III pour mettre en œuvre un processus de dimensionnement optimal avec prise en compte du dimensionnement du convertisseur. Cette approche permet d'optimiser à la fois la compacité du générateur et le dimensionnement du convertisseur par l'évaluation à partir d'un nombre limité de simulations par éléments finis de deux critères de performance : le couple massique et le ratio d'énergie. Afin d'évaluer l'influence des dimensions de la géométrie sur les critères de conception, nous avons réalisé une étude de sensibilité par balayage paramétrique. Les résultats montrent que la forme des dents constitue un paramètre important car la conversion de l'énergie électromagnétique dépend fortement de la variation de réluctance dans l'entrefer. Les résultats montrent également l'influence des dimensions des aimants et des encoches sur les critères de conception. Un procédé d'optimisation systématique a été effectué dans un deuxième temps pour trouver un compromis entre la maximisation du couple massique et la minimisation du dimensionnement du convertisseur. Ce processus permet de mettre en évidence un front de Pareto. Trois configurations de la structure DSPM issues de ce front sont comparées en termes de ratio d'énergie, de couple massique et de masse des matériaux utilisés. Pour des mêmes contraintes géométriques (le rayon externe et la longueur du fer étant fixés), améliorer le ratio d'énergie conduit à diminuer le poids total du cuivre, tout en augmentant le poids des aimants ce qui se traduit par, au final, peu de variation de la masse totale. Cette amélioration du ratio d'énergie se fait cependant au détriment du couple massique. Le poids des aimants et la taille du convertisseur (qui est directement liée au ratio d'énergie) ont un impact important dans le coût de la chaîne de conversion électromécanique (générateur et convertisseur). La méthode d'optimisation proposée pourrait être étendue, dans des travaux futurs, pour trouver des compromis intéressants en termes de coût et de performance en incluant des modèles de coût de la machine et du convertisseur.

Enfin dans le dernier chapitre, nous avons présenté des outils de modélisation des caractéristiques de fonctionnement en vitesse variable des machines de type DSPM en prenant en compte les contraintes liées au convertisseur. Ces outils ont été présentés pour deux modes d'alimentation (commande en courants rectangulaires avec une phase alimentée sur 120° électriques et commande en courants sinusoïdaux) et pour une topologie de convertisseur simplifiée (onduleur en pont alimentant chaque phase). Les méthodes proposées permettent le tracé des caractéristiques couple vitesse associé à ces ensembles convertisseurs-machines. Elles permettent ainsi de vérifier si les systèmes dimensionnés sont capables de suivre une caractéristique puissance vitesse spécifique liée à l'application. Pour le cas d'une hydrolienne à pas fixe, il s'agit de pouvoir suivre une caractéristique de vitesse à puissance nominale constante sur une large plage de vitesse au-delà de la vitesse où l'on atteint la puissance nominale (vitesse de base). Les résultats présentés montrent qu'une DSPM est *a priori* capable de performances intéressantes en termes de vitesse de base et de plage de défluxage par rapport à une machine équivalente plus classique à pôles lisses. Il faudrait cependant insérer ses outils

dans un processus d'optimisation des dimensions de la machine (tels que présentés dans les chapitres précédents) et des caractéristiques du convertisseur pour pouvoir conclure définitivement. Ceci constitue une piste pour le développement de futurs travaux en prolongation de cette thèse. Les méthodes employées pourraient également être évidemment étendues à d'autres stratégies de commande et d'autres topologies de convertisseur, dans des travaux futurs.

Il est également à noter qu'un prototype de DSPM de faible puissance est en cours de construction. Son exploitation dans les futurs mois devrait permettre de valider nos résultats de simulations et d'étudier plus finement les stratégies de commande en vitesse variable que nous avons mises en évidence. Cette phase expérimentale pourra constituer en plus de l'extension et de l'amélioration des modèles et méthodes proposées une perspective intéressante de la suite de cette thèse.

Annexe

Calcul des inductances en mode saturé

Les inductances propres et mutuelles sont des paramètres très importants et influents sur la détermination des performances et des lois de commande d'une machine électrique.

Les notions d'inductances sont facilement définies en mode linéaire. Dans ce cas, la variation des inductances est due uniquement à la variation des reluctances vues par le circuit magnétique considéré quand le rotor tourne. Avec le phénomène de saturation, les valeurs des inductances et leurs variations avec la position spatiale (la saillance) varient aussi avec le niveau de saturation du circuit magnétique.

Nous allons présenter des analyses numériques 2D par éléments finis afin d'étudier les variations des inductances et voir l'effet de la géométrie de la machine (la saillance) et l'effet des excitations (courants / aimants) sur ces variations. Nous présentons d'abord les méthodes numériques utilisées dans la littérature, puis nous proposons deux nouvelles méthodes qui nous semblent plus représentatives du fonctionnement réel de la machine. Ces méthodes sont appliquées à une machine à double saillance à aimants permanents « DSPM ».

A.1 Définition des inductances

Inductance propre L_i de la phase i . Elle est définie classiquement comme le rapport entre le flux " $\psi_{RI_{ii}}$ " embrassé par cette phase (créé par les bobines de la phase i seule alimentée) et le courant I_i traversant cette phase:

$$L_i(\theta) = \frac{\psi_{RI_{ii}}(\theta)}{I_i(\theta)} \quad (\text{A. 1})$$

Inductance mutuelle M_{ij} entre les phases i et j . Elle est définie comme le rapport entre le flux " $\psi_{RI_{ji}}$ " embrassé par la phase j et créé par les bobines de la phase i , seule alimentée) et le courant I_i de la phase i :

$$M_{ij}(\theta) = \frac{\psi_{RI_{ji}}(\theta)}{I_i(\theta)} \quad (\text{A. 2})$$

Il y a deux causes principales qui influent sur les valeurs et les variations des inductances :

- La géométrie de la machine (la saillance) qui conduit à la variation des reluctances vues par le circuit magnétique quand le rotor tourne.
- La saturation du circuit magnétique (la non-linéarité de la machine) qui résulte du niveau d'induction dans le circuit magnétique, c'est-à-dire de la densité du courant et du flux créé par les aimants permanents.

A.2 Présentation des méthodes de calcul des inductances par éléments finis

La détermination des inductances par un calcul du champ, permet de connaître précisément l'importance des effets de la géométrie de la machine (la saillance) et l'effet des excitations (courants / aimants). Nous présentons deux méthodes de calcul des inductances utilisées dans la littérature, ainsi que deux méthodes originales.

A.2.1 Méthode 1 [SAO 08]

Les aimants sont remplacés par des matériaux passifs ayant une perméabilité constante voisine de celle du vide. On alimente la phase i par le courant I_i et on déduit l'inductance à partir du flux magnétique traversant la phase i (eq. A.1).

Cette méthode ne tient pas compte de l'augmentation du niveau de saturation lié à la présence continue des aimants lors du fonctionnement de la machine.

En effet, en présence des aimants, l'induction magnétique peut prendre des valeurs élevées dans certaines zones du circuit magnétique, particulièrement dans les culasses et dans les dents. Cette méthode ne semble donc pas appropriée à l'étude d'une machine fortement saturée.

L'effet de la présence des aimants ne doit pas être négligé surtout pour les machines qui fonctionnent en régime saturé.

A.2.2 Méthode 2 [YUE 95] [YIN 06] [CHE 01]

Cette méthode consiste à retrancher le flux créé par les aimants seuls, du flux total sous excitation à la fois des aimants et du courant.

$$L_i(\theta) = \frac{\psi_i(\theta) - \psi_{PM_i}(\theta)}{I_i} \quad (\text{A. 3})$$

Dans un premier temps, on relève les valeurs de flux $\psi_{PM_i}(\theta)$ embrassé par la phase i sur une période électrique sous l'excitation des aimants seuls. Ensuite, on soustrait ces valeurs de celles du flux total en présence des deux sources d'excitation (aimants et courant). La figure 1 explicite la méthode.

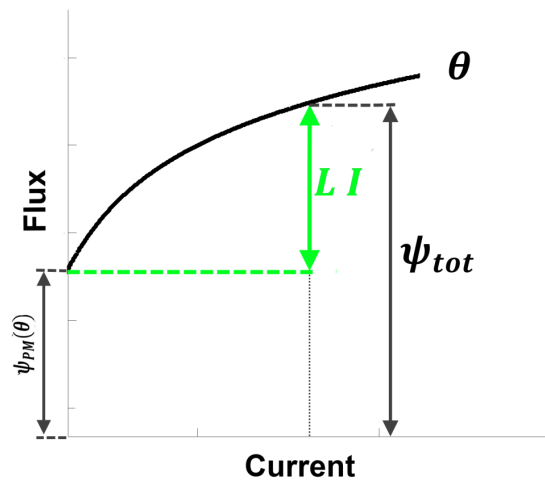


Figure 1: méthode 2

Cette méthode additionne donc des flux en régime non linéaire alors que ce sont les forces magnéto-motrices qui devraient être additionnées.

A.2.3 Méthode 3

Nous proposons une méthode originale qui consiste à remplacer les aimants par une force magnéto-motrice équivalente placée en parallèle avec les bobines statoriques. On quantifie d'abord le flux dû aux aimants seuls (ψ_{PM_i}) qui traverse la phase i pour toutes les positions sur une période électrique (figure 2-a). Il s'agit ensuite de trouver le courant fictifs i_{PM_i} qui conduit au même flux ψ_{PM_i} . On utilise pour cela le réseau $\psi_i(I_i, \theta)$ calculé en absence des aimants. La figure 2-b montre cette démarche pour une position θ donnée. Enfin, pour chaque position du rotor, on déduit le flux ψ'_i dans la phase i correspondant au courant $I'_i(\theta) = I_i(\theta) + i_{PM_i}(\theta)$.

L'inductance se détermine alors par :

$$L_i(\theta) = \frac{\psi'_i(\theta)}{I_i(\theta) + i_{PM_i}(\theta)} \quad (\text{A. 4})$$

Notons que l'état de saturation de circuit magnétique considéré par cette méthode n'est pas exactement le même que celui correspondant au fonctionnement réel.

Nous proposons alors une quatrième méthode qui ne néglige pas l'effet croisé des deux sources d'excitation (aimants et réaction d'induit) afin d'être les plus proches des conditions réelles de fonctionnement.

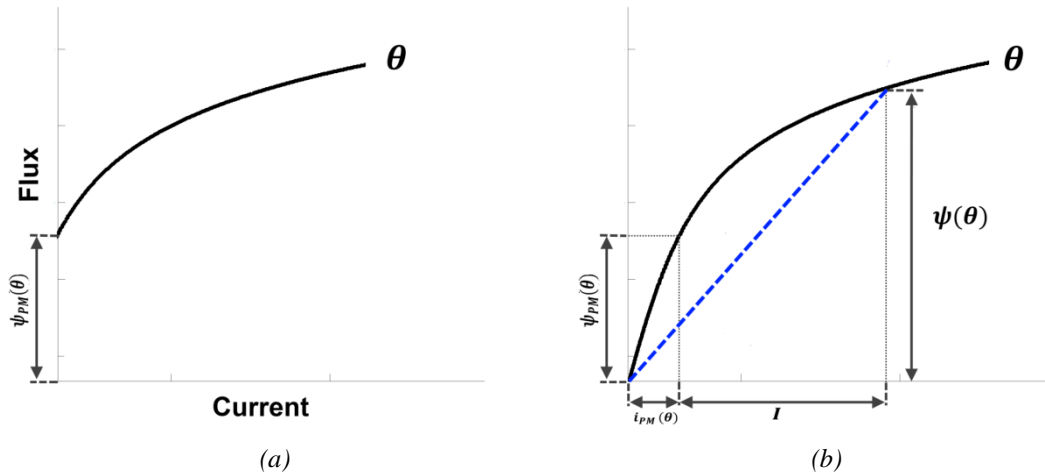


Figure 2: méthode 3

Calcul d'inductance en remplaçant le flux dû aux aimants seuls par un flux équivalent créé par les bobines

A.2.4 Méthode 4

En présence des aimants et des courants $I_i(\theta)$ de toutes les phases, on enregistre pour chaque position du rotor, les perméabilités relatives μ_r dans chaque triangle de maillage

Avec ces cartes (associées à chaque position) et pour chaque phase i , on impose le même courant $I_i(\theta)$ et on calcule le flux $\psi_i(\theta)$ en considérant les aimants « éteints ». L'inductance est alors calculée en utilisant l'équation (A.1).

A.3 Application des méthodes de calcul sur la DSPM

Nous appliquons les méthodes énoncées précédemment pour déterminer l'inductance propre d'une phase d'une DSPM de 10kW. Dans la suite, nous appellerons courant positif (ou négatif) un courant au stator qui crée un flux magnétique dans le sens (ou en sens opposé) du flux des aimants.

■ Méthode 1 « méthode classique »

A partir des flux calculés en mode saturé, les variations de l'inductance propre de la phase A sont illustrés sur la Figure 3.

Comme attendu, cette méthode conduit à des valeurs d'inductance indépendantes du sens du courant statorique.

On observe une forte influence de la saturation sur l'allure de l'inductance notamment dans la position de conjonction. Lorsque le courant atteint en valeur absolue 30 A, la machine commence à saturer et les valeurs des inductances en position de conjonction varient fortement avec la saturation (Figure 3.b). En position d'opposition, les valeurs de l'inductance restent constantes jusqu'à 60A (en valeur absolue), au-delà, nous observons une diminution par l'effet de saturation.

Nous pouvons donc remarquer qu'en fonctionnement proche du nominal, la saturation magnétique ne peut être négligée. Cet effet est observé en figure 4 qui montre que la variation du flux total (créé par les aimants et le courant) ne peut être obtenu en écrivant :

$$\psi_i = \psi_{RI_i} + \psi_{PM_i} \quad \text{où} \quad \psi_{RI_i} = L_i i_i$$

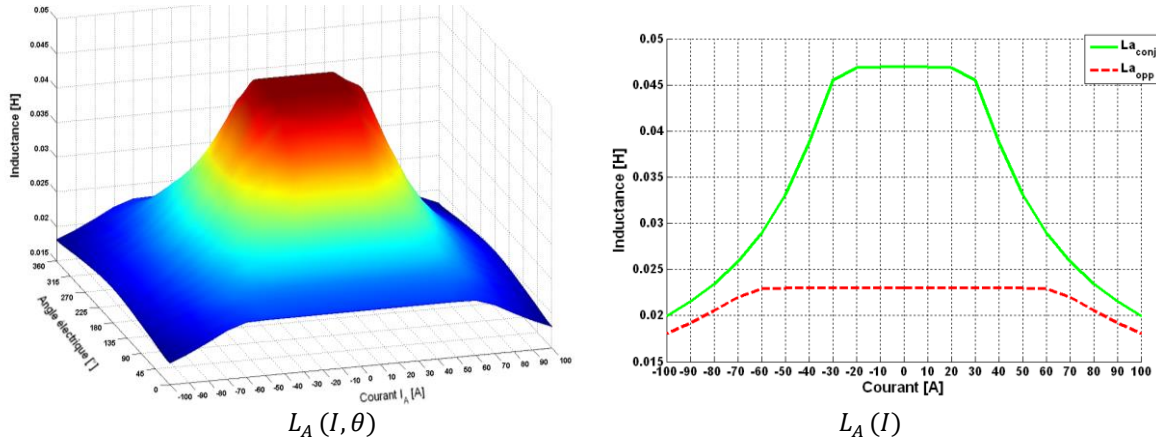


Figure 3 : Variations des inductances propres de la phase A

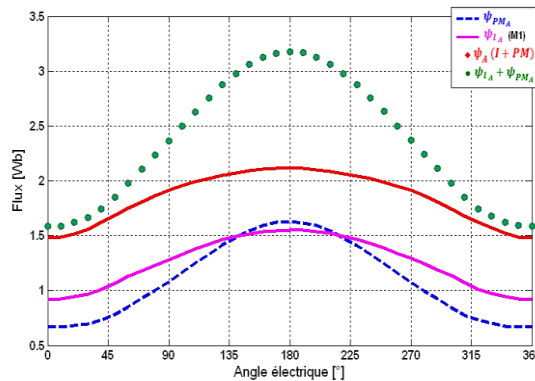


Figure 4 : Flux dans la phase A à 40 A

▪ Méthode 2 « soustraction du flux créé par les aimants »

En premier temps, on relève les valeurs de flux $\psi_{PM_A}(\theta)$ embrassé par toutes les bobines de la phase A sur une période électrique sous l'excitation des aimants seuls. Ensuite, on soustrait ces valeurs de flux $\psi_{PM_A}(\theta)$ de celles de flux total $\psi_A(\theta)$ en présence des deux sources d'excitation (aimants et courants). Les inductances sont calculées suivant la relation (A.3).

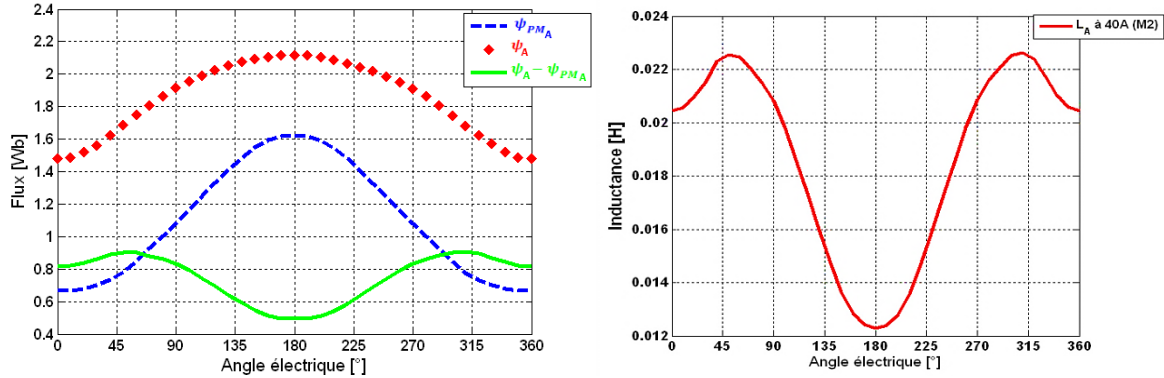


Figure 5 : Calcul de L_A pour un courant de 40A (méthode 2)

Si on alimente la phase par un courant négatif, on observe que les valeurs de l'inductance ne sont pas les mêmes que celles obtenues avec un courant positif. En effet, lorsque le courant est négatif, le trajet des lignes de champ est fortement modifié par la présence du flux des aimants.

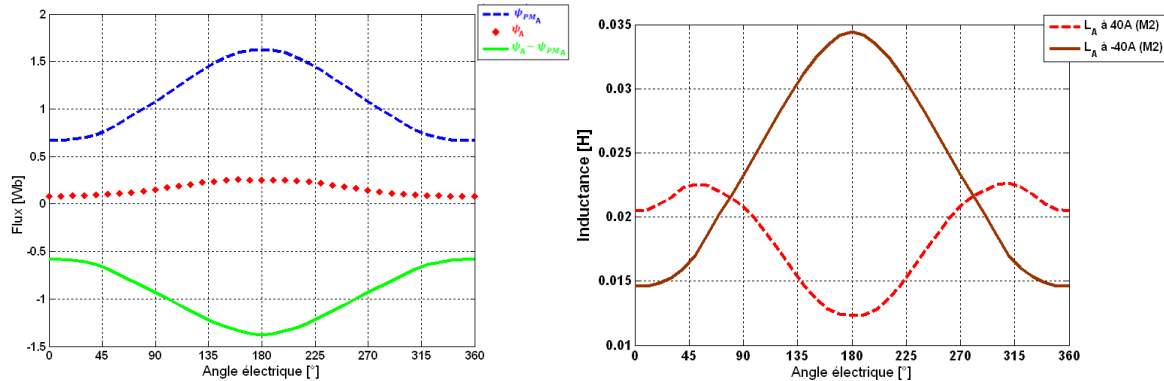


Figure 6 : Calcul de L_A pour un courant de -40A en utilisant la méthode 2

Cette méthode additionne des flux en régime de saturation alors que ce sont les forces magnétomotrices qui devraient être additionnées. Elle considère que le flux dû aux aimants est le même en présence ou sans présence du courant statorique. Ce flux devrait être évalué pour chaque couple (θ, i) . Cette méthode présente toutefois l'avantage d'une mise en œuvre relativement simple.

▪ Méthode 3 « Le flux dû aux aimants est remplacé par un flux équivalent »

Comme précisé en A.2.3, on quantifie d'abord le flux ψ_{PM_A} (dû aux aimants seuls) qui traverse la phase A pour toutes les positions sur une période (Figure 7-a). On détermine ensuite le courant $i_{PM_A}(\theta)$ conduisant au même flux ψ_{PM_A} (Figure 7-b) en utilisant les réseaux $\psi_A(I_A, \theta)$ (calculés en absence des aimants). On ajoute ce courant (associé à chaque position du rotor) au courant choisi pour le calcul les inductances (Figure 7-c). Dans cet exemple $I_A = 40A$.

On détermine enfin, pour chaque position du rotor, le flux ψ_A dans la phase A en variant le courant $I'_A(\theta) = I_A + i_{PM_A}(\theta)$ (Figure 7-d). On obtient alors, les variations de l'inductance $L_A(\theta)$ en figure 7-e.

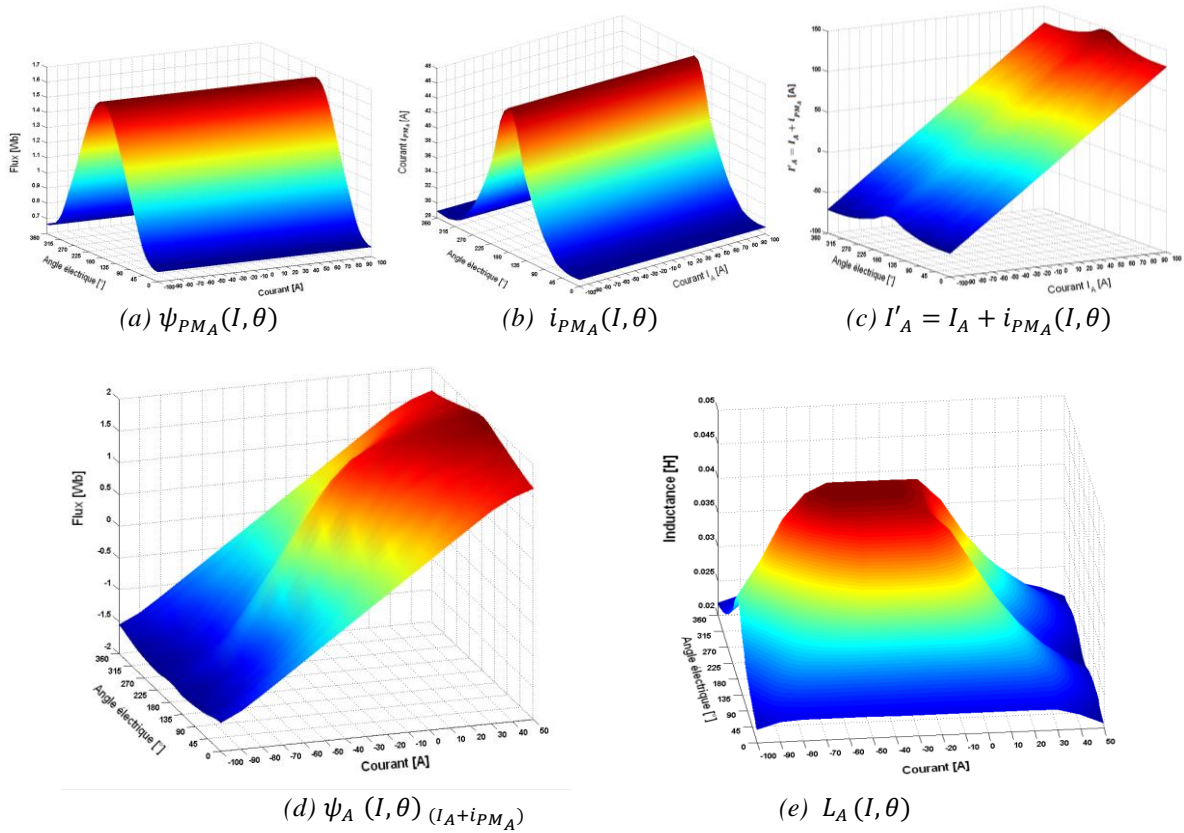


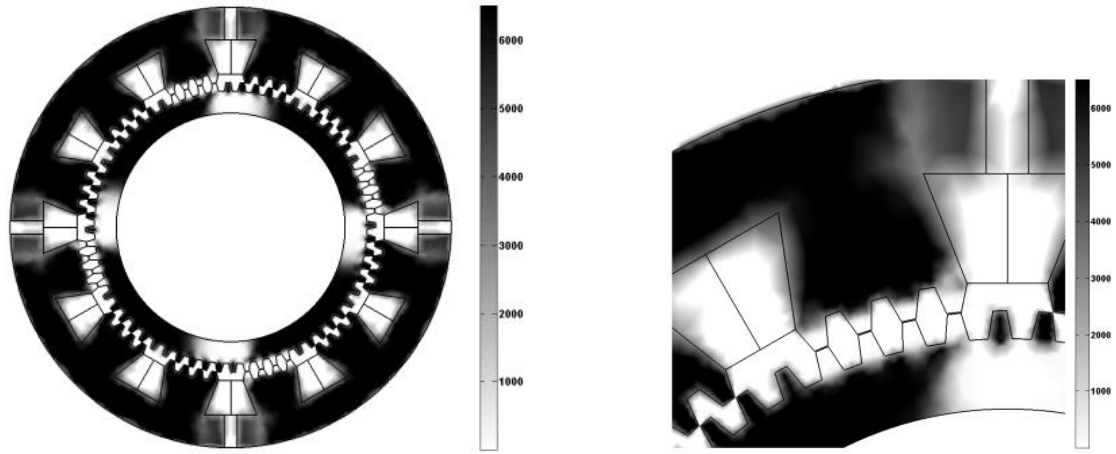
Figure 7 : Calcul de L_A en utilisant la méthode 3

■ Méthode 4 «utilisation de la carte des perméabilités»

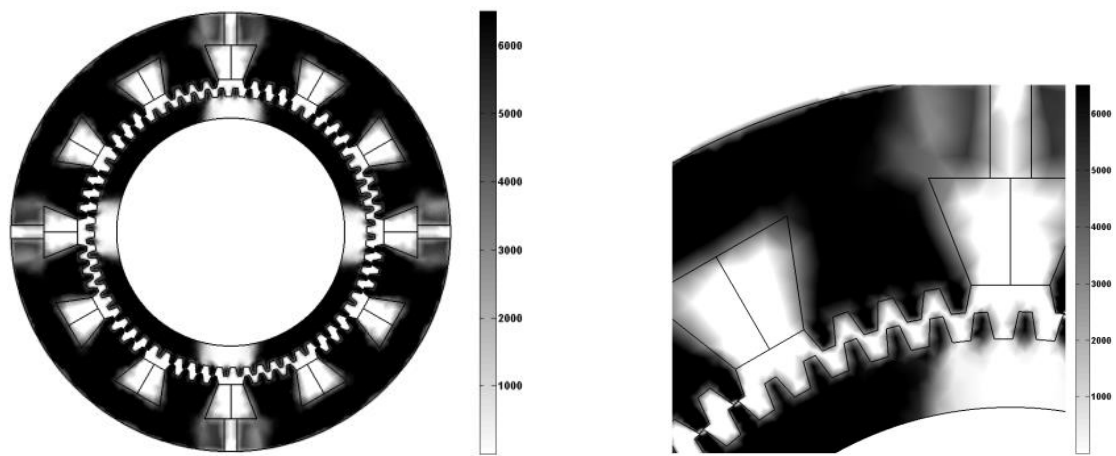
Comme précisé en A.2.4, cette méthode tient compte de l'influence du flux des aimants sur le circuit magnétique.

En présence des aimants et pour un courant de phase I_i , on enregistre l'état de saturation du circuit magnétique en relevant pour chaque position la distribution de la perméabilité μ_r dans chaque triangle de maillage (sur une période électrique). La figure 8 montre les cartes de μ_r pour les positions de conjonction et d'opposition avec un courant de 40A.

Avec ces cartes (associées à chaque position) et pour le même courant I_i , la figure 9-a montre les variations du flux ψ_i avec les aimants « éteints ». Les variations de l'inductance sont données en figure 9-b.



(a) Conjonction



(b) Opposition

Figure 8 : Cartes de μ_r pour les positions de conjunction et d'opposition (40A)

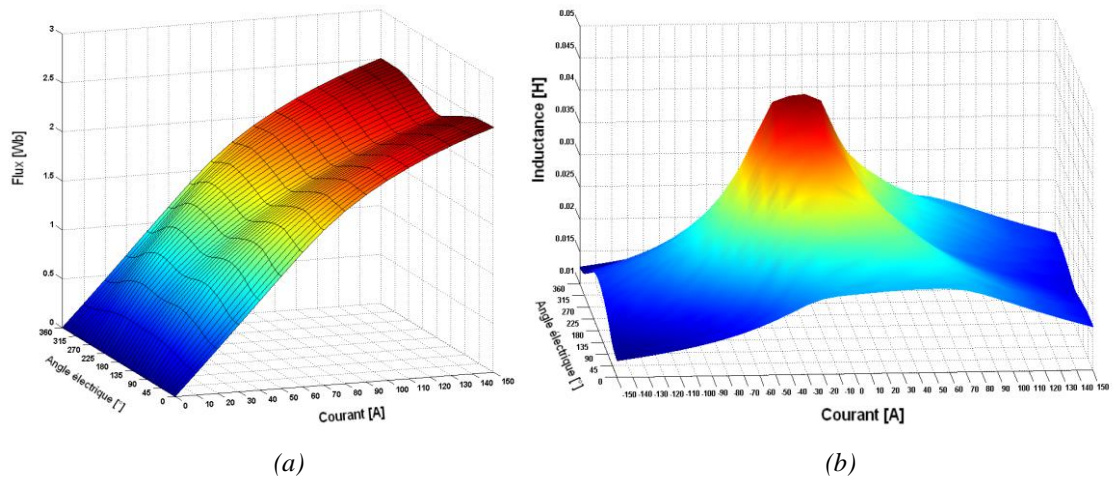


Figure 9 : Calcul de L_A (méthode 4)

A.4 Résultats

La figure 10 montre, pour les 4 méthodes décrites précédemment, les variations de l'inductance d'une phase de la DSPM en fonction de la position θ . Ces variations sont obtenues pour 2 valeurs du courant au stator : 40A et -40A.

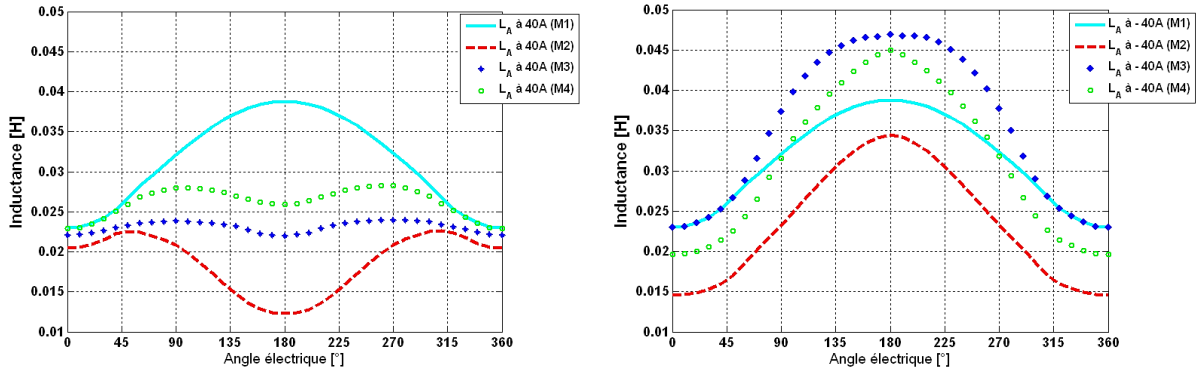


Figure 10 : Calcul de L_A pour les courants 40A et -40A

La figure 11 présente l'inductance propre de la phase A de la DSPM calculée en régime saturé par les 4 méthodes.

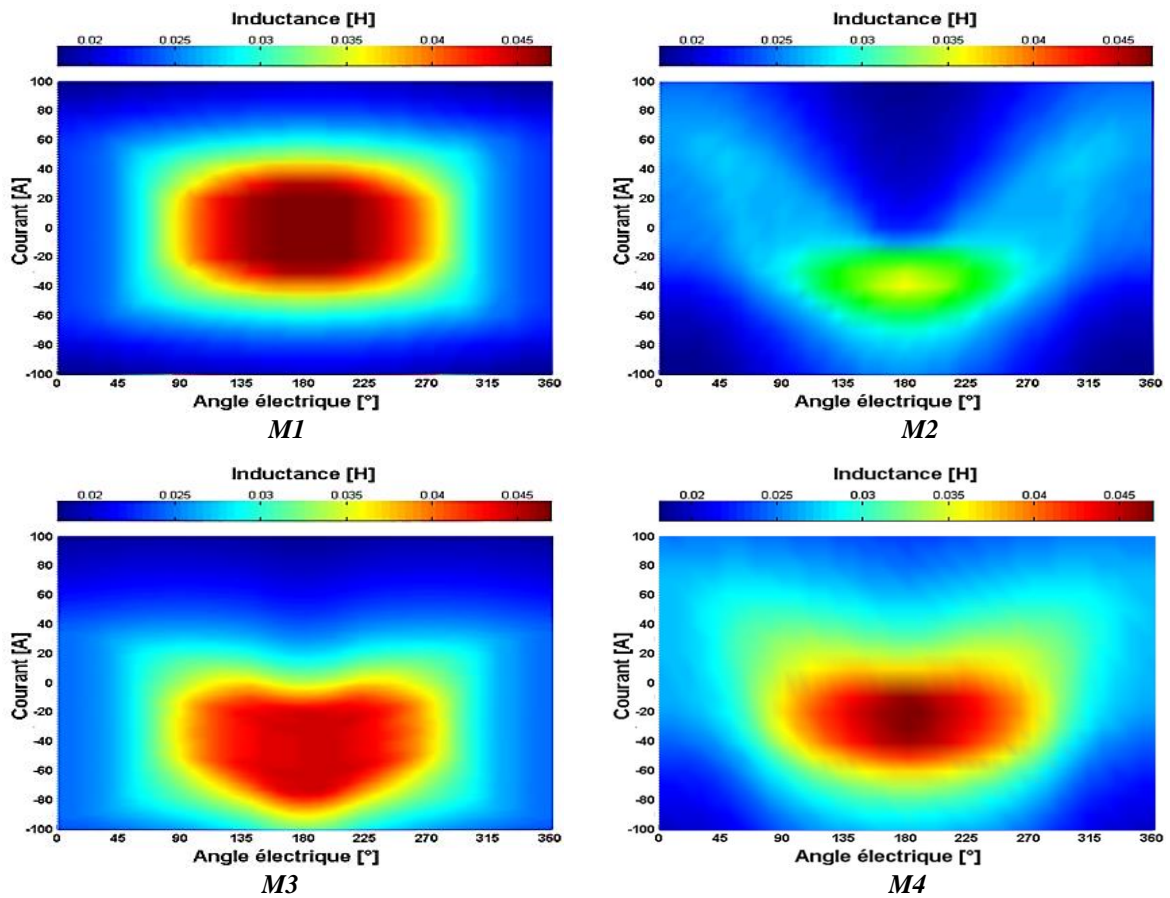


Figure 11 : Inductance propre de la phase A de la DSPM

Les valeurs de l'inductance peuvent avoir des différences significatives en fonction de la méthode utilisée. Par conséquent, les performances de la machine en utilisant chaque méthode doivent être déterminées et comparées et validées par comparaison avec les résultats expérimentaux.

Bibliographie

- [ALS 15] <http://www.alstom.com>, date de consultation : mai 2015.
- [BEN 09] S. Benelghali; M.E.H. Benbouzid, J.F. Charpentier, "Marine tidal current electric power generation technology", *Electromotion*, vol.16, n°3, p.155-166, juillet-septembre 2009.
- [BEN 12] S. Benelghali; M.E.H. Benbouzid, J.F. Charpentier, "Generator Systems for Marine Current Turbine Applications: A Comparative Study," *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, vol.37, no.3, pp.554,563, July 2012.
- [BOU 03] J. Bougis, « Les états de mer naturels », UNIVERSITE DE TOULON ET DU VAR, 2003
- [CAS 08] R. Castillo, J. M. Cañedo, "A 2-D Finite-element formulation for unambiguous torque calculation", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 44, no. 3, pp. 373-376, 2008.
- [CHE 01] M. Cheng, K.T. Chau, C.C. Chan, "Design and analysis of a new doubly salient permanent magnet motor," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 37, no. 4, pp. 3012-3020, 2001.
- [CLE] www.cleancurrent.com, date de consultation : juin 2012.
- [DJE 14] S. Djebbari, J.F. Charpentier, F. Scuiller, M.E.H. Benbouzid, "A systemic design methodology of PM generators for fixed-pitch marine current turbines," *Green Energy, 2014 International Conference on*, vol., no., pp.32,37, 25-27 March 2014.
- [DUB 04] M. Dubois, "Optimized permanent magnet generator topologies for direct drive wind turbines", Ph.D. dissertation, Delfi University of Technology, Delfi, The Netherlands, 2004
- [EDF] www.edf.com, date de consultation : juin 2014.
- [EDI 06] R.H. Charlier, C.W. Finkl, "Ocean Energy : Tide and Tidal Power", 2006
- [EME 12] European Marine Energy Centre (EMEC), "Decommissioning Programme Atlantis Resources Corporation proposed installation of AK-1000TM turbine at EMEC's Fall of Warness Tidal Test Facility, Eday, Orkney Islands, Scotland Desmond Low", 11-Jul-2012.
- [ERL 08] Kai, Takaaki; Tanaka, Yuji; Kaneda, Hirotoshi; Kobayashi, Daichi; Tanaka, Akio "A Vector Control for Grid-connected Wind Power Generation with Doubly Fed

Induction Generator”, IEEJ Transactions on Power and Energy, Volume 128, Issue 1, pp. 41-47, 2008.

[FRA 06] P.L. Fraenkel, “Tidal Current Energy Technologies”, Marine Current Turbines Ltd, Ibis, 148, 145–151, 2006.

[HAM 13] ANDRITZ HYDRO Hammerfest, “Renewable energy from tidal currents”, 2013.

[HAR 13] N. Harkati, L. Moreau, M.E. Zaïm, J.F. Charpentier, "Low speed doubly salient permanent magnet generator with passive rotor for a tidal current turbine," Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2013 International Conference on , vol., no., pp.528,533, 20-23 Oct. 2013. doi: 10.1109/ICRERA.2013.6749811

[HAR 13b] N. Harkati, "Modélisation d'une génératrice hydrolienne à aimants permanents doublement saillante (DSPM) "Détermination des inductances en mode saturé" Journées Jeunes Chercheurs en Génie Electrique, JCGE 2013, Saint-Nazaire, juin 2013.

[HAR 14] N. Harkati, L. Moreau, J.F. Charpentier, M.E. Zaïm, "Torque-speed characteristic determination of an excited doubly salient machine (DSPM)," Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), 2014 International Conference on , vol., no., pp.1,6, 3-6 Nov. 2014. doi: 10.1109/CISTEM.2014.7076978

[HAO 14] H. Chen, “ Modeling and control of a marine current energy conversion system using a doubly salient permanent magnet generator” Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, juillet 2014.

[HIL 08] S. Hlioui, "Étude d'une Machine Synchrone à Double Excitation Contribution à la mise en place d'une plate-forme de logiciels en vue d'un dimensionnement optimal", Thèse de Doctorat Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et de l'université de Besançon, décembre 2008

[IRE 14] International Renewable Energy Agency, Report “Ocean Energy: Technology Readiness, Patents, Deployment Status and Outlook”, August 2014

[JUF 04] M. Jufer, “Electromécanique”, 3e éd., Lausanne : Presses polytechniques et universitaires romandes, 2004, ISBN 2-88074-285-4.

[JUH 14] Juha Pyrhonen, Tapani Jokinen, Valeria Hrabovcova, “Design of Rotating Electrical Machines”, ISBN: 978-0-470-74008-8.

[KAS 02] G. KASTINGER, « Design of a novel transverse flux machine », proc. ICEM 2002, Brugge, August 2002.

[KEY 11] Keysan, Ozan; McDonald, A.S.; Mueller, M., "A direct drive permanent magnet generator design for a tidal current turbine(SeaGen)," Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International , vol., no., pp.224,229, 15-18 May 2011.

[KHA 09] B.H. Khan, “Non-Conventional Energy Resources (Second Edition)”, Published by Tata McGraw-Hill Education Pvt. Ltd., 2009, ISBN 10: 0070142769 / ISBN 13: 9780070142763.

[KIR 05] B. Kirke, « Developments in ducted water current turbines », tidal paper, Sustainable Energy Centre, University of South Australia, 2005

[LAW 80] P. J. Lawrenson, J. M. Stephenson, P. T. Blenkinsop, J. Corda, and N. N. Fulton, "Variable-speed switched reluctance motors," Proceedings IEE. Vol. 127, no. 4 pp. 253-265, 1980.

[LIP 98] Sarlioglu, B.; Lipo, T.A., "Nonlinear modeling and simulation of single phase doubly salient permanent magnet generator," Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE , vol.1, no., pp.18,26 vol.1, 12-15 Oct. 1998. doi: 10.1109/IAS.1998.732254

[M400] Typical data for SURA® M400-50A - Cogent Power

[MAN 09] Technical Report, IEA-OES "Ocean energy: global technology development status", 2009

[MAT 15] Help Matlab, 2015

[MIL 85] Miller, T.J.E., "Converter Volt-Ampere Requirements of the Switched Reluctance Motor Drive," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.IA-21, no.5, pp.1136,1144, Sept. 1985. doi: 10.1109/TIA.1985.349516

[MIL 93] T.J.E. Miller; "Switched Reluctance Motors And Their Control", Oxford University Press, July 1993, 216 pages, ISBN 9780198593874.

[MIN 11] Ming Cheng; Wei Hua; Jianzhong Zhang; Wenxiang Zhao, "Overview of Stator-Permanent Magnet Brushless Machines," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.58, no.11, pp.5087,5101, Nov. 2011.

[MOR 05] L. Moreau , "Modélisation, conception et commande de génératrices à réluctance variable basse vitesse, " Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, décembre 2005.

[MOR 90] S. Morimoto; Y. Takeda; T. Hirasu; K. Taniguchi, "Expansion of operating limits for permanent magnet motor by currentvector control considering inverter capacity", IEEE Trans. IAS-26, pp. 886 - 871, 1990.

[MUL 11] B. MULTON, « Énergies marines renouvelables: aspects généraux, éolien, marémoteur et hydrolie » Traité EGEM, séries génie électrique, 2011

[OCE] Hydrolieenne Oceade 18-1.4MW - Poster – Alstom

[OPE] www.openhydro.com, date de consultation : juin 2014.

[PAN 12] Panorama, "Énergies marines renouvelables :place dans les politiques énergétiques, projets et acteurs", IFP Energies Nouvelles.

[PAR 05] A. Parviainen, "Design of axial flux permanent magnet low speed machines and performance comparison between radial flux and axial flux machines," Doctoral thesis, Lappeenranta University of Technology, 2005.

[PEL 10] Information sheet "Pelamis wave energy project", march 2010

[POI 03] F.POITIERS, " Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne ", Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2003

[PRE 10] Données Projet PREVIMER Cartographie : Ifremer / GIP Bretagne environnement, novembre 2010

[RECOM] www.arnoldmagnetics.com, date de consultation : janvier 2015.

[RIG 05] M. Machmoum, L. Moreau, M. Zaim, G. Barakat, N. Takorabet, C. Chillet, D. Matt, S. Taibi, A. Tounzi, C. Espanet, A. Miraoui, H. S. Zire, "Comparaison de Structures Electromagnétiques pour une Application en Générateur à Faible Vitesse et Fort Couple", RS série RIGE - 08/2005, maîtrise de l'énergie électrique, pp 259 à 286.

[ROS 97] ; D M Rosenberg, F Berkes, R A Bodaly, R E Hecky, C A Kelly, J WM Rudd, "Large-scale impacts of hydroelectric development" Environmental Reviews, 1997, 5(1), 27-54. Doi 10.1139/a97-001

[SAD 92] Sadowski, N.; Lefevre, Y.; Lajoie-Mazenc, M.; Cros, J., "Finite element torque calculation in electrical machines while considering the movement," Magnetics, IEEE Transactions on, vol.28, no.2, pp.1410, 1413, Mar 1992.

[SAO 08] R. Saou, "Modélisation et optimisation de machines lentes a aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux ", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique d'Alger, 2008

[SAO 08b] R. Saou, M. E. Zaïm, K. Alitouche, "Optimal designs and comparison of the doubly salient permanent magnet machine and flux-reversal machine in low-speed applications," Electric Power Components and Systems, vol. 36, no 9, pp. 914-931. September, 2008.

[SAR 93] Sargos, F.M.; Zaskalicky, P.; Gudefin, E.J., "Generalized theory of the structures of reluctance step motors," Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE , vol., no., pp.211,216 vol.1, 2-8 Oct 1993

[SCH] <http://www.schaeffler.de/>, date de consultation : mai 2015.

[SEA 05] SEAFLOW "World's first pilot project for the exploitation of marine currents at a commercial scale", Contract JOR3-CT98-0202 Final Publishable Report, 2005

[SEA 12] SeaTitan™ 10 MW Wind Turbine – AMSC "Maximum power per tower for offshore environment"

[SHOM] www.shom.fr/, date de consultation : juin 2014.

[SOO 94] W.L. Soong; T.J.E. Miller, "Field-Weakening Performance of Brushless Synchronous AC Motor Drives", IEE Proc.- Electr. Power Appl ., vol. 141, no. 6, pp. 331-339, 1994.

[SWA 12] Sway Turbine AS, Eystein Borgen "Introduction of the Sway Turbine ST10", IQPC 3rd International Conference Drivetrain Concepts for Wind Turbines 22-24 October 2012, Germany.

[TID] www.tidalenergyltd.com, date de consultation : juin 2014.

[TIM 14] Timothy Cornelius, "Atlantis Resources", 2014

[YUE 95] L. Yuefeng; L. Feng; T.A. Lipo; "A novel permanent magnet motor with doubly salient structure", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.31, no.5, pp.1069-1078, Sep/Oct 1995.

[ZAI 11] A. Rezzoug , M.E. Zaïm, "Non-conventional Electrical Machines", Wiley-ISTE, November 2011, 288 pages, ISBN 9781848213005

[ZAI 14] M.E. Zaïm, L. Moreau, N. Harkati, N. Bekka, "Génératrices Electriques Lentes Dédiées à l'Eolien", Colloque franco-marocain sur les énergies nouvelles et renouvelables (COFMER'01), Rabat, 28-30 octobre 2014

[ZHO 14] 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 FluxWeakeninig Strategy," IEEE Journal of Oceanic Engineering, Vol PP, Issue 99, Octobre 2014

[ZHU 07] Zhu, Z. Q., & Howe, D. "Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles". Proceedings of the IEEE, 95(4), 746-765, 2007.

[ZHU 12] Zhu, Z.Q.; Al-Ani, M.M.J.; Liu, X.; Hasegawa, M.; Pride, A.; Deodhar, R., "Comparative study of torque-speed characteristics of alternate switched-flux permanent magnet machine topologies," Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), 6th IET International Conference on , vol., no., pp.1,6, 27-29 March 2012. doi: 10.1049/cp.2012.0257

Thèse de Doctorat

Nacereddine HARKATI

Modélisation et conception de génératrices lentes pour hydrolienne

Résumé

L'hydrolienne est l'une des technologies de production d'énergie électrique à partir de l'environnement marin, ces systèmes exigent une fiabilité élevée pour réduire les opérations de maintenance dans les sites difficiles d'accès. La présente étude traite tout d'abord des principes et les approches technologiques. L'élimination de la boîte de vitesse et donc l'utilisation de génératrices lentes à aimants permanents semble le plus approprié pour ces applications.

L'étude concerne le développement et l'optimisation d'une génératrice lente originale (DSPM) répondant aux spécifications de l'hydrolien.

Une approche numérique est utilisée dans le but de modéliser la machine. Le modèle est mis en œuvre sur une structure dimensionnée uniquement pour maximiser le couple massique. Cette structure est en cours de construction.

Par la suite, une méthodologie de dimensionnement optimal de l'ensemble machine-convertisseur pour un cahier des charges donné est mise en place. On cherche ainsi à trouver les combinaisons des paramètres géométriques dimensionnant la DSPM qui donnent un compromis entre la maximisation du couple massique et la minimisation de la taille du convertisseur.

Dans la dernière partie, nous nous intéressons au fonctionnement à vitesse variable d'une hydrolienne. Ce fonctionnement nécessite de contrôler et de limiter la puissance électrique lorsque les vitesses des courants de marées sont élevées. Ceci est fait à l'aide d'une optimisation de la stratégie de commande. La DSPM étudiée est comparée en termes de vitesse nominale et de plage de défluxage par rapport des machines équivalentes plus classiques.

Mots clés

Hydrolienne, machines lentes, machines à aimants permanents, modélisation par éléments finis, conception optimale, fonctionnement à vitesse variable.

Abstract

The tidal current turbine is one of the technologies for producing electrical energy from the marine environment; these systems require high reliability to reduce maintenance operations in difficult access locations. This study discusses at first the principles and technological approaches. Eliminating the gearbox and using low speed permanent magnet generators seem most appropriate for these applications.

The study concerns the development and optimization of an original low speed generator (DSPM) that meets marine specifications. 2D finite element approach is used to model the machine. The model is implemented on a structure sized to maximize only the mass to torque ratio. This structure is under construction.

Subsequently, a methodology for optimal designing of both machine and converter for a given specification is implemented. The aim is to find combinations of geometric parameters dimensioning the DSPM that give a compromise between maximizing the mass to torque ratio and minimizing the size of the converter.

Finally in the last part, the operation of the machine in variable speed conditions is presented. To minimize the system cost, tidal energy extraction strategy needs to control and limit the electrical power when the tidal current velocities are high. If a fixed pitch turbine is used, this implies to be able to reach a specified torque versus speed characteristic including constant power operations at high speed. This is why the DSPM is compared in terms of nominal speed and flux weakening range with equivalent conventional machines with smooth poles and salient poles.

Key Words

Marine energy, tidal current turbine, direct drive, permanent magnet machines, finite element analysis, optimal design, variable speed operation.