

THESE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITE DE NANTES

COMUE UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE

ECOLE DOCTORALE N° 601

*Mathématiques et Sciences et Technologies
de l'Information et de la Communication*

Spécialité : *Génie Électrique*

Par

Alioune SECK

**Optimisation et commande d'une génératrice pentaphasée pour
applications hydroliennes**

Soutenue le 27 Juin 2019 à Saint Nazaire

Unité de recherche : Institut de Recherche en Énergie Électrique de Nantes Atlantique (IREENA)

Rapporteurs avant soutenance :

M. Jean-Frédéric CHARPENTIER

Maître de Conférences HDR, Ecole Navale de Brest

M. Farid MEIBODY-TABAR

Professeur des Universités, Université de Lorraine

Composition du Jury :

Présidente :

M^{me} Corinne ALONSO

Professeur des Universités, Université de Toulouse III Paul Sabatier

Examineurs :

M. Jean-Frédéric CHARPENTIER

Maître de Conférences HDR, Ecole Navale de Brest

M. Farid MEIBODY-TABAR

Professeur des Universités, Université de Lorraine

M^{me} Sandrine MOREAU

Maître de Conférences, Université de Poitiers

M. Brayima DAKYO

Professeur des Universités, Université du Havre

M^{me} Corinne ALONSO

Professeur des Universités, Université de Toulouse III Paul Sabatier

Dir. de thèse :

M. Mohamed Fouad BENKHORIS

Professeur des Universités, Polytech Nantes

Co-dir. de thèse : **M. Mohamed MACHMOUM**

Professeur des Universités, Polytech Nantes

Co-enc. de thèse : **M. Luc MOREAU**

Maître de Conférences, Polytech Nantes

Table des matières

1	Généralités sur les applications hydroliennes et les architectures de chaîne de conversion tolérantes aux défauts	17
1.1	Introduction	18
1.2	Contexte global des EMRs	18
1.2.1	Chaîne de conversion hydrolienne	20
1.2.2	Principes d'extraction des hydroliennes	21
1.2.3	Technologies des hydroliennes	23
1.2.3.1	Turbines à axe horizontal	23
1.2.3.2	Turbines à axe vertical	25
1.2.4	Topologies de génératrices synchrones pour les EMRs	26
1.2.4.1	Génératrice Synchrone	27
1.2.4.2	Etude comparative des génératrices	28
1.2.5	Enjeux et priorités de recherche	29
1.2.5.1	Avantages des EMRs de type hydrolien	29
1.2.5.2	Inconvénients des EMRs de type hydrolien	30
1.2.6	Classification des défauts dans une chaîne de conversion d'énergie électromécanique	31
1.2.6.1	Défauts d'origine électrique	32
1.2.6.2	Défauts d'origine mécanique	33
1.2.6.3	Défauts d'origine instrumentale	33
1.2.6.4	Indicateurs des signatures des défaillances	33
1.3	Chaînes de conversion d'énergie tolérantes aux défauts	34
1.3.1	Topologies polyphasées tolérantes aux défauts	35
1.3.2	Domaines d'application	37
1.3.3	Contraintes des machines polyphasées	37
1.4	Revue de différents travaux sur les machines polyphasées	38
1.5	Cahier de charges du projet NEXHYD	39
1.6	Choix effectués	41
1.7	Conclusion	41
2	Modélisation dynamique et étude de l'influence des harmoniques d'espace sur le comportement d'une machine pentaphasée	43
2.1	Introduction	44

2.2	Modélisation de la machine pentaphasée	44
2.2.1	Modélisation de la machine dans le plan de Concordia	46
2.2.2	Modélisation de la machine dans le plan de Park	49
2.3	Étude de l'effet des harmoniques de la FEM sur la qualité du couple	50
2.3.1	Calcul théorique de la FEM à vide	51
2.3.2	Analyse de l'impact des harmoniques de la FEM	54
2.3.3	Comportement dynamique de la machine	54
2.3.4	Sélectivité des harmoniques	58
2.4	Impact du rang des harmoniques	62
2.4.1	Calcul de la f.e.m à vide réelle	62
2.4.2	Coefficient de bobinage	62
2.4.2.1	Coefficient de distribution	63
2.4.2.2	Coefficient de raccourcissement	64
2.4.2.3	Coefficient d'inclinaison	65
2.4.3	Filtrage par inclinaison des encoches	67
2.5	Synthèse de différents profils de FEM d'une machine pentaphasée	70
2.5.1	Machine à FEM non-sinusoïdale	70
2.5.2	Machine à FEM sinusoïdale	73
2.6	Conclusion	74
3	Modélisation technico-économique des éléments de la chaîne de conversion d'énergie en vue de l'optimisation Multi-objectif	75
3.1	Introduction	76
3.2	Description de la chaîne de conversion	76
3.3	Évaluation du potentiel énergétique	77
3.4	Méthodologie d'optimisation de l'ensemble génératrice-redresseur MLI	79
3.5	Modèles en vue de l'optimisation	80
3.5.1	Détermination des dimensions et paramètres du générateur	80
3.5.1.1	Paramètres géométriques	81
3.5.1.2	Calcul de l'induction	82
3.5.1.3	Calcul des inductances	83
3.5.1.4	Calcul des pertes machines (P_{Joule} et P_{fer})	84
3.5.1.5	Modèle thermique	87
3.5.1.6	Calcul masse et volume du générateur	89
3.5.1.7	Calcul coût du générateur	90
3.5.2	Détermination des éléments du convertisseur	91
3.5.2.1	Pertes dans le convertisseur	91
3.5.2.2	Coût du convertisseur	94
3.5.3	Détermination du coût de la structure	94
3.6	Conclusion	95

4	Optimisation Multi-objectif d'un ensemble GSAP pentaphasée-redresseur MLI pour application hydrolienne	97
4.1	Introduction	98
4.2	Définition du problème d'optimisation	98
4.2.1	Formulation des Objectifs	101
4.2.1.1	Première fonction objectif : Énergie annuelle	101
4.2.1.2	Seconde fonction objectif : Coût de la chaîne de conversion	102
4.2.2	Variables d'optimisation et données d'entrée	103
4.2.2.1	Variables d'optimisation	103
4.2.2.2	Données d'entrée	105
4.2.3	Formulation des contraintes technologiques	106
4.2.4	Lois de commande	109
4.2.5	Algorithme d'optimisation	112
4.3	Optimisation sans prise en compte des pertes fer	116
4.3.1	Résultats d'optimisation	117
4.4	Optimisation avec prise en compte des pertes fer	119
4.4.1	Commande sans défluxage	119
4.4.2	Commande avec défluxage	123
4.4.2.1	Détermination d'une solution particulière	126
4.4.2.2	Comparaison des solutions particulières en éléments finis	131
4.4.2.3	Comportement sur cycle	134
4.5	Conclusion	137
5	Pilotage en mode normal et en mode dégradé d'une GSAP pentaphasée-redresseur MLI	139
5.1	Introduction	140
5.2	Fonctionnement en mode normal	140
5.2.1	Stratégie de commande en mode normal	140
5.2.1.0.1	Modèle dans le repère abcde	141
5.2.1.0.2	Modèle dans le repère $\alpha\beta z_1 z_2 h$	142
5.2.1.0.3	Modèle dans le repère de Park	143
5.2.2	Simulation de la commande en fonctionnement normal	144
5.3	Fonctionnement en mode défaut	148
5.3.1	Ouverture d'une phase	151
5.3.1.1	Reconfiguration de la commande	151
5.3.1.2	Strategie 1 : Génération de courant optimal à même amplitude	153
5.3.1.3	Strategie 2 : Génération de courant optimal à pertes Joule minimales	154
5.3.1.4	Comparaison des deux solutions	157
5.3.1.5	Simulation des deux stratégies de commande	159
5.3.2	Ouverture de deux phases	164
5.3.2.1	Ouverture de deux phases adjacentes	164
5.3.2.2	Recherche d'une nouvelle matrice de changement de base	164

5.3.2.3	Ouverture de deux phases non-adjacentes	166
5.3.2.4	Recherche d'une nouvelle matrice de changement de base . .	167
5.3.2.5	Simulation des stratégies de commande	169
5.4	Étude comparative des différentes stratégies de contrôle : 2 phases ouvertes .	175
5.5	Conclusion	180

Table des figures

1.1	Zones à fort potentiel hydrolieen à l'échelle mondiale [1]	19
1.2	Carte qualitative de la ressource européenne en énergie hydrolieenne [2] . . .	19
1.3	Potentiel hydrolieen en France en fonction de la vitesse des courants marins [3]	20
1.4	Description sommaire d'une chaîne de conversion d'énergie hydrolieenne . . .	20
1.5	Variation du coefficient de puissance pour différentes vitesses $C_p(\lambda_i, \beta_i)$. . .	22
1.6	Courbe de puissance d'une hydrolieenne en fonction de la vitesse des courants marins	23
1.7	Génératrice triphasée de type synchrone: (a) rotor bobiné, (b) rotor à aimants permanents	28
1.8	Arbre de défaillance pour entraînement électromécanique	32
1.9	Distribution des défaillances pour différents composants d'une éolienne off-shore[4]	34
1.10	Gestion des défauts	35
2.1	Répartition des enroulements d'une machine synchrone pentaphasée	45
2.2	Projections des vecteurs dans les sous-espaces biphasés	46
2.3	Modèle électrique équivalent	48
2.4	Projections dans les plans de Park	49
2.5	Influence du coefficient d'ouverture des aimants sur le niveau d'induction magnétique	51
2.6	Forme d'onde de l'induction créée par les aimants dans l'entrefer : pour $\beta = 1$	53
2.7	Schéma de principe du contrôle	55
2.8	FEM dans les sous-espaces pour $\beta = 1$	57
2.9	Evolution des courants pour $\beta = 1$: (a) Courants dans les machines fictives ; (b) Courant de phase	57
2.10	Evolution des couples pour $\beta = 1$: (a) Couples dans les machines fictives ; (b) Couple global	57
2.11	Forme d'onde de l'induction magnétique et amplitudes relatives des harmoniques pour une ouverture réduite des aimants ($\beta = \frac{6}{7}$)	59
2.12	Comparaison du niveau d'induction magnétique suivant l'ouverture des aimants	59
2.13	FEM dans les sous-espaces pour $\beta = \frac{6}{7}$	61

2.14	Evolution des courants pour $\beta = \frac{6}{7}$: (a) Courants dans les machines fictives ; (b) Courant de phase	61
2.15	Evolution des couples pour $\beta = \frac{6}{7}$: (a) Couples dans les machines fictives ; (b) Couple global	61
2.16	Influence du raccourcissement du bobinage	65
2.17	illustration de l'inclinaison	66
2.18	Impact du nombre d'encoches par pôle et par phase sur le coefficient d'inclinaison	67
2.19	Influence du rang d'harmonique sur les ondulations de couple pour différentes ouvertures des aimants (β) : (a) sans inclinaison $\lambda = 0$ et (b) avec inclinaison $\lambda = 1$	70
2.20	Couple moyen pour différents profils de FEM : (a) sans inclinaison $\lambda = 0$ et (b) avec inclinaison $\lambda = 1$	70
2.21	Représentation de la forme d'onde et de son spectre pour $\beta = 1$ et $\lambda = 1$: Taux de distorsion harmonique de 29.08%	71
2.22	Représentation de la forme d'onde et de son spectre pour $\beta = \frac{6}{7}$ et $\lambda = 1$: Taux de distorsion harmonique de 22.38%	72
2.23	Représentation de la forme d'onde et de son spectre pour $\beta = \frac{2}{3}$ et $\lambda = 1$: Taux de distorsion harmonique de 0.94%.	73
3.1	Schéma représentant la chaîne de conversion étudiée (Ensemble machine-convertisseur)	77
3.2	Caractéristique du site et vitesse du générateur	79
3.3	Méthodologie d'optimisation	80
3.4	Dimensions principales de la génératrice pentaphasée	81
3.5	Densité de pertes dans le circuit magnétique de type M400-50A en fonction du niveau d'induction pour différentes fréquences.	86
3.6	Structure de support de type tripode d'EMEC FORESEA	95
4.1	Classification des méthodes de résolution de problèmes d'optimisation	101
4.2	Bilan de puissance de la chaîne de conversion	102
4.3	Paramètres géométriques de la machine	104
4.4	Organigramme général de l'optimisation sur cycle de l'ensemble machine- convertisseur	115
4.5	Fronts de Pareto des fonctions objectifs : sans pertes fer pour $\beta = 1$ (en violet), $\beta = \frac{6}{7}$ (en noir) et $\beta = \frac{2}{3}$ (en bleu)	118
4.6	Rendement énergétique ($\eta_{\text{énerg}}$) : sans pertes fer.	119
4.7	Fronts de Pareto des fonctions objectifs : avec pertes fer et sans défluxage.	120
4.8	Rendement énergétique ($\eta_{\text{énerg}}$) : avec pertes fer et sans défluxage.	121
4.9	Évolution des fonction objectif : Avec pertes fer et sans pertes fer pour diffé- rentes ouvertures	122
4.10	Fronts de Pareto des solutions optimales avec défluxage.	123
4.11	Rendement énergétique ($\eta_{\text{énerg}}$) avec Défluxage.	124
4.12	Apport du défluxage sur l'évolution des fonction objectif :	125
4.13	Évolution du revenu pour 20 ans (R_{revenu})	127

4.14	Fronts de Pareto des solutions optimales avec défluxage.	128
4.15	Rendement énergétique ($\eta_{\text{énerg}}$) avec Défluxage : Solution particulière avec revenu maximal pour 20 ans	128
4.16	Fronts de Pareto des variables d'optimisation.	130
4.17	Géométries des solutions optimales et évolution du niveau d'induction dans l'entrefer.	133
4.18	Évolution de quelques grandeurs électriques sur cycle.	136
5.1	Génératrice pentaphasée associée à un redresseur MLI sans liaison de neutre en mode normal.	141
5.2	Présentation vectorielle des différents plans	142
5.3	Lieux de la FEM et des courants dans le plan de Concordia en mode normal	145
5.4	FEM et courants dans le repère de Concordia en mode normal	146
5.5	FEM et courants dans le repère de Park en mode normal	147
5.6	Résultats de simulation dans le cas du fonctionnement en mode normal . . .	148
5.7	Génératrice pentaphasée associée à un convertisseur d'électronique de puis- sance sans liaison de neutre en mode défaut.	150
5.8	Algorithme de détermination des coefficients (k_{s1} , k_{s2} , k_{s3} et k_{s4}) pour avoir des courants de référence à même amplitude maximale	155
5.9	Algorithme de détermination des coefficients (k_{s1} , k_{s2} , k_{s3} et k_{s4}) pour avoir des courants de référence à pertes Joule minimales	156
5.10	Représentation vectorielle des courants de phases suivant les différents états de configuration du système	159
5.11	Trajectoire de la FEM et des courants dans le plan de Concordia en mode défaut (Absence de la phase A)	160
5.12	Variation des grandeurs électriques dans le repère de Concordia : Ouverture de la phase A.	161
5.13	FEM et courants dans le repère de Park en mode défaut : phase A déconnectée	162
5.14	Comportement de la génératrice en l'absence d'une phase : (a, c, e) stratégie à pertes Joule minimales et (b,d, f) stratégie avec des courants de même amplitude	163
5.15	Trajectoire de la FEM et des courants dans le plan de Concordia en mode défaut : deux phases ouvertes	170
5.16	Évolution temporelle de la FEM et des courants dans le repère de Concordia en mode défaut : deux phases ouvertes	171
5.17	Variation des grandeurs électriques lors de l'ouverture de deux phases.	172
5.18	Variation des grandeurs électriques en l'absence de deux phases.	174
5.19	Variation des grandeurs électriques en l'absence de deux phases.	178
5.20	Paramètres physiques du générateur et du convertisseur en mode défaut . . .	179

Liste des tableaux

1.1	Vitesses caractéristiques pour turbines hydroliennes	23
1.2	Application avec turbines à Flux Axial	25
1.3	Application avec turbines à axe vertical	26
1.4	Comparaison de différentes topologies de génératrices	29
1.5	Comparaison d'une turbine éolienne et d'une turbine hydrolienne pour une même puissance [5]	30
1.6	Exemple de machines électriques polyphasées pour l'éolienne	37
1.7	Paramètres clé imposés	40
2.1	Répartition des harmoniques pour machine pentaphasée	46
2.2	Forme d'onde l'induction magnétique et amplitudes relatives des harmoniques pour une ouverture complète des aimants ($\beta = 1$).	53
2.3	Comparaison des amplitudes en valeurs relatives des harmoniques pour chaque ouverture	58
2.4	Comparaison des performances	62
2.5	Évolution du facteur de distribution en fonction du nombre m d'encoches par pôle et par phase	64
2.6	Paramètres du bobinage et de l'ouverture des aimants	68
2.7	Densité de flux suivant l'ouverture β et l'inclinaison λ	68
3.1	Calcul des volumes et des masses des matériaux	90
3.2	Masses volumiques et prix des matériaux	91
4.1	Plage de variation des variables d'optimisation	105
4.2	Paramètres clés imposés	106
4.3	Grandeurs énergétiques des solutions particulières	128
4.4	Tableau comparatif des dimensions principales pour les solutions particulières	132
4.5	Solutions optimales à revenu maximal: Comparaison des inductions et des inductances obtenues avec la méthode des éléments finis(MEF) contre le modèle analytique (MA)	134
4.6	Paramètres de simulations des solutions particulières	137
5.1	Paramètres de la solution optimale à pertes Joule minimales	158
5.2	Paramètres de la solution optimale avec des courants de même amplitude . .	158

5.3	Compariason des critères en fonction du défaut	177
-----	--	-----

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été effectués principalement au sein de l'équipe maîtrise de l'énergie électrique (MEE) de l'Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique (IREENA) dans le cadre du projet NEXHYD financé par la région Pays de la Loire.

Tout d'abord, je tiens à remercier et à exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de thèse, Monsieur Mohamed Fouad BENKHORIS, à mon co-directeur de thèse, Monsieur Mohamed MACHMOUM, ainsi qu'à mon encadrant de thèse, Monsieur Luc Moreau, pour m'avoir permis de réaliser cette thèse dans les meilleures conditions et pour leurs précieux conseils. Leurs qualités humaines sont autant à louer que leurs nombreuses compétences scientifiques. Ce fût un très grand plaisir de travailler avec vous.

Je remercie également l'ensemble des membres du jury, qui m'ont fait l'honneur de bien vouloir étudier avec attention mon travail : Monsieur Jean-Frédéric CHARPENTIER et Monsieur Farid MEIBODY-TABAR pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse et pour leurs questions très judicieuses qui m'ont permis d'enrichir mes réflexions; Monsieur Brayima DAKYO et Madame Sandrine MOREAU pour avoir accepté d'examiner cette thèse; et enfin Madame Corinne ALONSO pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider le jury de ma soutenance.

Je souhaite remercier tous nos collaborateurs industriels du projet NEXHYD, qui ont participé à l'aboutissement de ce travail.

Je tiens à remercier très chaleureusement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail. J'adresse mes remerciements à tous les permanents des deux équipes de recherche (MDE et MEE) d'IREENA : Mohammed El Hadi Zaim, François Auger, Luc Loron, Gérard Berthiau, Didier TRICHET, Nicolas Bernard, Salvy Bourguet, Jean-Christophe Olivier, Nadia Aït-Ahmed, Mourad Aït-Ahmed, Azeddine Houari, Nicolas Bracikowski, Huu-Kien Bui et les autres.

Pour leur soutien, leur aide et leur disponibilité, je tiens à exprimer toute ma gratitude envers le personnel administratif et technique de l'IREENA, en particulier à Christine et Franck.

Je voudrais également remercier tous mes collègues doctorants, Fitsum, Alexis, Chenchen, Jian, Sita, Imane, Océane, Ramzi, Brahim, Amine, Asma, Jean Marie, Nidal, Ali, Mehdi et les tous autres, pour leur sympathie et leur soutien.

Je remercie tous mes amis de Saint-Nazaire, Fiacre, Alemamy, Mbalo, Banda, Abdoulaye, Mansor, Ousmane, Papa, Seynabou, Zeynab, Khadija, Boudy et tous les autres, pour leur soutien et la bonne ambiance.

Enfin, mes profonds et sincères remerciements vont à mes parents, mon oncle, ma famille et mes amis pour leur présence et leur bienveillance. Ils m'ont toujours soutenu et encouragé à leur manière tout au long de ces années.

Introduction Générale

Plus de 83% de la conversion énergétique dans le monde est aujourd'hui basée sur les combustibles fossiles. Pendant ce temps, les scientifiques du monde entier débattent du sujet du pic pétrolier [6] et des effets secondaires liés à la combustion de combustibles fossiles. L'exploitation des ressources telles que les combustibles fossiles génère d'importantes émissions de dioxyde de carbone qui impactent fortement sur le changement climatique. Aujourd'hui, il existe une reconnaissance claire et une volonté de réduire les émissions et de chercher d'autres sources d'énergie durables et respectueuses de l'environnement. Le Sommet de Paris de 2015, qui constitue le premier accord universel sur le climat réunissant 195 pays, a donné un nouvel élan à la recherche d'alternatives de sources d'énergie [7]. Trois grandes mesures visant à réduire l'impact du changement climatiques sont définies. Les mesures de cet accord comprennent :

- La limitation de la hausse de la température à moins de 2 °C d'ici l'an 2100 et de poursuivre ces efforts pour limiter davantage cette hausse à 1,5 °C ;
- Le renforcement des capacités d'adaptation aux effets néfastes des changements climatiques qui supposent notamment l'expansion des sources d'énergies alternatives ;
- Et un développement à faible émission de gaz à effet de serre.

Dans ce contexte, l'énergie renouvelable est appelée à jouer un rôle majeur, particulier dans certains pays où ces ressources sont vastes. Les sources d'énergie renouvelables sont diverses et variées : solaire, éolienne, géothermique et marine renouvelable (EMR). Leur utilisation réduit les émissions de gaz à effet de serre, diversifie l'approvisionnement énergétique et réduit la dépendance vis-à-vis du marché des combustibles fossiles peu fiables et volatils. La transition vers un système énergétique sobre en carbone est bien engagée dans plusieurs pays. Les États-Unis visent une réduction de 32% des émissions du secteur de l'électricité d'ici 2030, L'Inde prévoit 100 GW d'énergie solaire d'ici 2022, et la Chine investit massivement dans l'énergie éolienne et marine renouvelable [8].

Les énergies marines renouvelables désignent l'ensemble des énergies renouvelables extraites ou pouvant l'être du milieu marin. Parmi ces énergies marines renouvelables, l'énergie hydrolienne, qui présente un fort potentiel énergétique et un faible degré de maturité technologique, permet de produire de l'énergie électrique à partir de l'exploitation des courants marins. Par son caractère prévisible, l'énergie hydrolienne offre un grand intérêt. Toutefois, elle présente deux problèmes majeurs

- Le coût d'investissement des hydroliennes restent très élevé comparé aux autres types d'énergies renouvelables.
- Elle présente des contraintes d'exploitation sévères et une maintenance élevée dues à son

environnement difficilement accessible. Chaque heure passée sans produire de l'électricité et chaque intervention en mer vont induire une perte qui va réduire drastiquement la rentabilité.

Pour accroître la portée de cette technologie, une réduction des coûts des produits de la filière hydrolienne est indispensable. Cela passe par le choix d'une architecture et un dimensionnement optimal des éléments de la chaîne de conversion. Pour assurer la continuité de service, la réduction des opérations de maintenance non prévues reste un grand défi à relever. Cela passe par l'étude de la fiabilité des éléments de la chaîne de conversion, mais également à la mise en place de systèmes tolérants aux défauts qui reste une solution intéressante.

Dans ce contexte, notre objectif est de proposer une architecture de conversion d'énergie (machine-convertisseur statique) performante et tolérante aux défauts pour garantir la continuité de service malgré le caractère fortement cyclique de la source hydrolienne.

Sur la base de ces considérations, la thèse est divisée en cinq chapitres :

- Le premier chapitre aborde l'état de l'art sur l'exploitation des énergies marines renouvelables et sur les machines électriques non conventionnelles de types polyphasés. Ce chapitre va permettre d'examiner les différents atouts et les contraintes liées aux applications hydroliennes pour justifier le recours à des architectures tolérantes aux défauts.
- Le deuxième chapitre traite la modélisation dynamique et l'étude de l'influence des harmoniques d'espace sur le comportement d'une machine pentaphasée. Dans la première partie, nous allons aborder la modélisation dynamique de la machine pentaphasée. Nous présenterons différents modèles électriques qui régissent le comportement de la machine pentaphasée dans la base naturelle, dans le repère fixe de Concordia et dans le repère tournant de Park. Le modèle développé dans le plan de Park est utilisé comme outil d'analyse pour étudier l'influence des harmoniques de la FEM sur le comportement de la machine. Trois profils de FEM sont synthétisés et constituent les premiers éléments de conception d'une machine pentaphasée.
- Le troisième chapitre est dédié à la modélisation technico-économique des éléments de la chaîne de conversion d'énergie en vue de l'optimisation. Notre objectif est de définir les différents modèles analytiques (géométrie, coût et pertes) utilisés pour l'optimisation de la chaîne de conversion.
- Le quatrième chapitre est consacré à l'optimisation multi-objectif d'un ensemble génératrice synchrone pentaphasée à aimants permanents associée à un redresseur de type MLI. Notre objectif est de présenter une méthode d'optimisation de l'ensemble machine convertisseur de la chaîne conversion sur cycle pour différents états de mer. Dans cette optimisation, le but est de maximiser l'énergie annuelle produite et de réduire le coût d'investissement des différents éléments de la chaîne de conversion grâce à la géométrie de la génératrice tolérante aux défauts et aux lois de commandes optimales élaborées. Une étude comparative basée sur la variation des profils de FEM et de la mise en place des lois de commande minimisant les pertes Joule et fer de l'ensemble machine-convertisseur est menée.

-
- Le cinquième chapitre porte sur le pilotage en mode normal et en mode défaut d'une génératrice synchrone pentaphasée à aimants permanents à FEM sinusoïdale. Les défauts d'ouverture peuvent concerner à la fois la machine et le redresseur. Différents stratégies (fonctionnement à couple constant, à pertes Joule constantes ou à courant de phase limité au courant nominal) permettant d'assurer la continuité de service en cas de défaut d'ouverture d'une phase ou de deux phases sont étudiées et comparées.
 - Nous terminerons ce mémoire de thèse par une conclusion et surtout par des perspectives montrant l'intérêt qu'il reste encore à travailler sur le sujet.

Chapitre 1

Généralités sur les applications hydroliennes et les architectures de chaîne de conversion tolérantes aux défauts

Sommaire

1.1	Introduction	18
1.2	Contexte global des EMRs	18
1.2.1	Chaîne de conversion hydrolienne	20
1.2.2	Principes d'extraction des hydroliennes	21
1.2.3	Technologies des hydroliennes	23
1.2.4	Topologies de génératrices synchrones pour les EMRs	26
1.2.5	Enjeux et priorités de recherche	29
1.2.6	Classification des défauts dans une chaîne de conversion d'énergie électromécanique	31
1.3	Chaînes de conversion d'énergie tolérantes aux défauts	34
1.3.1	Topologies polyphasées tolérantes aux défauts	35
1.3.2	Domaines d'application	37
1.3.3	Contraintes des machines polyphasées	37
1.4	Revue de différents travaux sur les machines polyphasées	38
1.5	Cahier de charges du projet NEXHYD	39
1.6	Choix effectués	41
1.7	Conclusion	41

1.1 Introduction

Le premier chapitre de cette thèse est consacré à l'état de l'art sur l'exploitation des énergies marines renouvelables, les hydroliennes en particulier, et sur les machines électriques non conventionnelles de type polyphasées. Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons d'abord le contexte global des énergies hydroliennes et les différentes technologies de turbines utilisées pour l'extraction efficace de l'énergie des courants marins. Nous présentons les différentes topologies de machines électriques utilisées en décrivant pour chaque topologie leurs principales caractéristiques. Certains contraintes et verrous liés à l'exploitation des hydroliennes sont abordés. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous nous intéressons aux architectures de chaînes de conversion tolérantes aux défauts permettant de maintenir une continuité de service. Les architectures utilisant des machines électriques de type polyphasé sont présentées. L'ensemble des spécificités de ces machines sont également abordées.

1.2 Contexte global des EMRs

Depuis une dizaine d'années, les énergies marines renouvelables (EMR) suscitent un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique, industrielle et politique. Sur le plan, politique cet intérêt se manifeste par des financements et des subventions. Sur le plan industriel, cet intérêt se manifeste par la réalisation et la mise en place des hydroliennes. Sur le plan, scientifique, il se manifeste par des études poussées notamment sur l'ensemble de la chaîne de conversion.

Les hydroliennes permettent de produire de l'électricité grâce aux déplacements de courants marins. Le potentiel énergétique marin est fortement dépendant de l'amplitude des courants des marées. En effet, plus les courants marins sont élevés plus les sites deviennent prometteurs pour accueillir des installations hydroliennes. Toutefois, avant la mise en place des hydroliennes, des études sur l'identification des zones à haut potentiel sont indispensables. Ainsi, le potentiel énergétique est calculé en prenant en compte les caractéristiques des gisements, les caractéristiques techniques des machines et les contraintes d'exploitations des sites. La superficie occupée par les courants marins est importante, car les océans représentent 3/4 soit 75% de la surface de la planète terre. A l'échelle mondiale, le potentiel énergétique techniquement exploitable des hydroliennes est estimé entre de 400 à 800 TWh/an [9]. Ce potentiel se répartit dans quelques zones limitées de la planète telles que l'Amérique, l'Europe et l'Asie, comme indiqué sur la Fig.1.1. En effet, les ondes de marée sont amplifiées dans certaines zones privilégiées par la configuration des côtes. On considère en général que les zones favorables sont celles où les vitesses des courants marins dépassent 2 m/s. Au sein de ce gisement mondial, le potentiel européen est estimé entre 15 à 35 TWh/an qui sont réparties sur certaines zones géographiques, comme illustré sur la Fig.1.2. La France, qui possède le second gisement européen, offre un potentiel compris entre 5 et 14 TWh/an [10].

Des études prospectives effectuées sur le potentiel hydrolien français ont permis de cerner les sites favorables à l'implantation d'hydroliennes, qui doivent répondre aux critères suivants :

- zones de courants de marée importants générant une puissance intéressante avec un diamètre de roue compris entre 10 et 20 mètres ;
- profondeur de l'ordre de 30 à 40 mètres pour limiter les difficultés d'installation et de maintenance, tout en évitant d'entraver la navigation ;
- proximité des côtes pour se raccorder au réseau électrique à coûts restreints.

Le potentiel hydrolien français est fortement concentré en Bretagne et Basse-Normandie. Comme présenté sur la Fig.1.3. Ainsi, trois sites à hauts potentiels se détachent le Raz Blanchard, le chenal du Fromveur et le Raz de Sein. Le Raz Blanchard possède des courants très puissants à la hauteur de 6.2 m/s et constitue donc un gisement avec un très fort potentiel. Plusieurs entreprises sont très intéressées par l'exploitation de ce site. Il s'en suit le chenal du Fromveur qui présente des courants marins de 4.1 m/s. Ce site a accueilli plusieurs démonstrateurs de Sabella et GDF Suez. Enfin, le Raz de Sein avec des courants de 3.1 m/s.

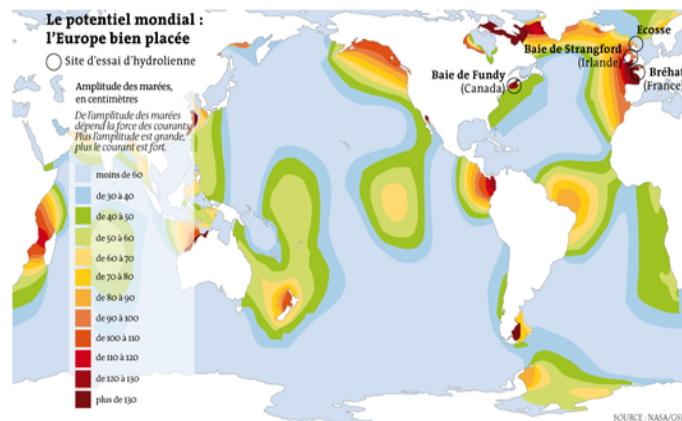


FIGURE 1.1 – Zones à fort potentiel hydrolien à l'échelle mondiale [1]



FIGURE 1.2 – Carte qualitative de la ressource européenne en énergie hydrolienne [2]

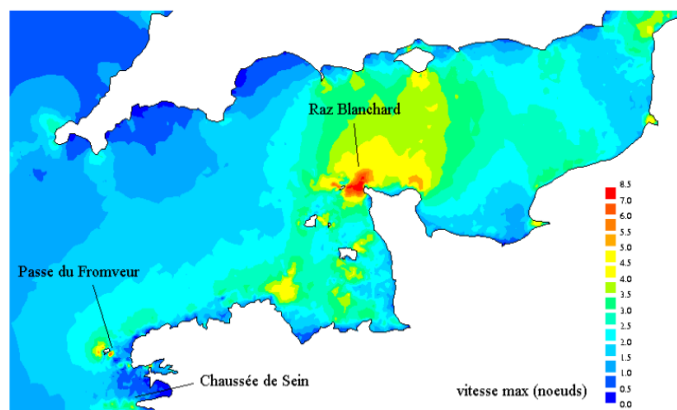


FIGURE 1.3 – Potentiel hydrolien en France en fonction de la vitesse des courants marins [3]

1.2.1 Chaîne de conversion hydrolienne

La technique d'exploitation des courants marins est très proche de celle des aérogénérateurs. La chaîne de conversion, qui permet l'extraction de l'énergie hydrolienne, est présentée dans la figure (Fig.1.4).

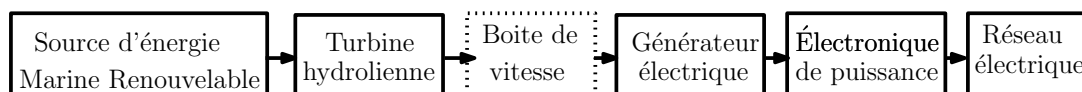


FIGURE 1.4 – Description sommaire d'une chaîne de conversion d'énergie hydrolienne

Cette chaîne de conversion est composée des différents éléments suivants :

- D'une source d'énergie primaire constituée par les courants marins.
- D'une turbine dont la fonctionnalité est de récupérer l'énergie cinétique présente dans les courants marins et de la transformer en énergie mécanique de rotation par le déplacement de ses pales. La turbine fait tourner à son tour une boite de vitesse.
- D'un multiplicateur de vitesse appelé aussi boite de vitesse qui permet d'adapter l'énergie mécanique de la turbine à celle de la génératrice associée. Par l'emploi de celui-ci, on transforme la puissance mécanique de la turbine à vitesse lente et à couple élevé en une puissance à grande vitesse et à un bas couple utilisé par la génératrice.
- D'une génératrice qui fournit un courant dont la fréquence varie avec la vitesse des courants marins.
- D'une interface d'électronique de puissance pour gérer les transits de puissance entre la source primaire et la charge (réseau îloté) ou du réseau électrique de puissance infinie.

1.2.2 Principes d'extraction des hydroliennes

La puissance cinétique totale contenue dans les courants marins est directement fonction de la masse volumique de l'eau, de la section balayée par les pales de la turbine et de la vitesse de l'écoulement. Elle peut être exprimée par l'équation (1.1).

$$P = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot V^3 \quad (1.1)$$

Avec:

ρ : la masse volumique de l'eau (1024 kg.m^{-3}),

S : l'image de la surface balayée par les pales de la turbine (m^2)

V : représente la vitesse des courants marins en m/s.

Toutefois, le générateur ou la turbine ne peut extraire qu'une fraction de la puissance totale des courants marins à cause des pertes mécaniques liées à la transmission à l'engrenage et aux limites technologiques. En pratique, la puissance récoltée est limitée à un coefficient près de la puissance théorique. Ainsi, en tenant compte de ces limites, la puissance mécanique à la sortie de la turbine est donnée par l'expression suivante :

$$P_m = \frac{1}{2} C_p(\lambda_i, \beta_i) \cdot \rho \cdot S \cdot V^3 \quad (1.2)$$

Où:

$C_p(\lambda_i, \beta_i)$ est le coefficient de puissance, il représente le pourcentage de puissance des énergies marines qu'on peut extraire à la sortie de la turbine.

Le coefficient de puissance ne peut pas dépasser $16/27=0.59$ qui constitue la limite de Betz. Pour les éoliennes, le coefficient de puissance C_p est très faible, il est entre 0.25 et 0.5. Cependant, pour les hydroliennes, le coefficient de puissance est entre 0.4 à 0.5. [11]. Il dépend de l'angle de callage de pales (β_i) et du coefficient de la vitesse spécifique (λ_i).

Le coefficient de puissance pour une turbine avec des hélices à trois pâles peut être approximé ainsi :

$$\begin{cases} C_p(\lambda_i, \beta_i) = 0.3171 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta_i - 5 \right) \cdot e^{-\frac{15.45}{\lambda_i}} \\ \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda_i + 0.08\beta_i} - \frac{0.035}{1 + \beta_i^3} \\ \lambda_i = \frac{R_b \cdot \omega_m}{V} \end{cases} \quad (1.3)$$

- Le paramètre λ_i représente le rapport de la vitesse de rotation de la turbine sur la vitesse des courants marins.
- Le paramètre β_i est l'angle d'orientation des pales de la turbine. Cet angle peut être ajusté dans des applications hydroliennes à pales réglables permettant ainsi au système de fonctionner sur une plage de vitesse.
- R_b représente le rayon de la turbine.

La figure Fig.1.5 illustre les variations du coefficient de puissance en fonction du paramètre λ_i pour différentes valeurs de l'angle d'ouverture des pales de la turbine. Pour chaque valeur de β_i donnée, la caractéristique $C_p(\lambda_i, \beta_i)$ présente un profil différent suivant la variation du paramètre λ_i . La valeur maximale du facteur de charge est obtenue pour un angle d'orientation nulle des pales $\beta_i = 0$. Cette caractéristique met en évidence le principale avantage lié à l'orientation des pales sur le facteur de charge qui influe fortement sur la puissance extraite.

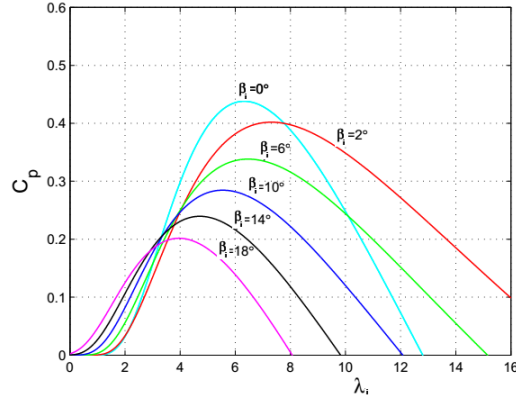


Figure 1.5 – Variation du coefficient de puissance pour différentes vitesses $C_p(\lambda_i, \beta_i)$

Une hydrolienne, quelle que soit sa puissance, a une plage de fonctionnement bien délimitée en fonction de la vitesse des courants marins. En effet, elle ne permet pas d'extraire de l'énergie pour toutes les vitesses de courants marins.

La caractéristique de la puissance à la sortie de la turbine est délimitée par trois zones distinctes de fonctionnement [12], la figure Fig.1.6 met en évidence ces différentes zones en fonction de la vitesse du courant:

- La zone I où le système est maintenu à l'arrêt. En effet, les vitesses sont inférieures à la vitesse de démarrage et ne permettent pas de produire une énergie significative.
- La zone II, caractérisée par une vitesse minimale (vitesse de démarrage) et une vitesse maximale (vitesse nominale), l'hydrolienne produit le maximum d'énergie exploitable à la sortie de la turbine (zone dite MPPT).
- La zone III, bornée par une vitesse minimale (vitesse nominale) et une vitesse maximale (vitesse de coupure) correspond à un fonctionnement où la puissance de la turbine est souvent maintenue à la puissance nominale..

Le tableau illustre quelques ordre de grandeurs de la variation des vitesses caractéristiques pour l'hydrolien. Ces vitesses sont beaucoup plus faibles dans le domaine de l'hydrolien. Cela est due à la quantité de masse à déplacer dans le milieu marin.

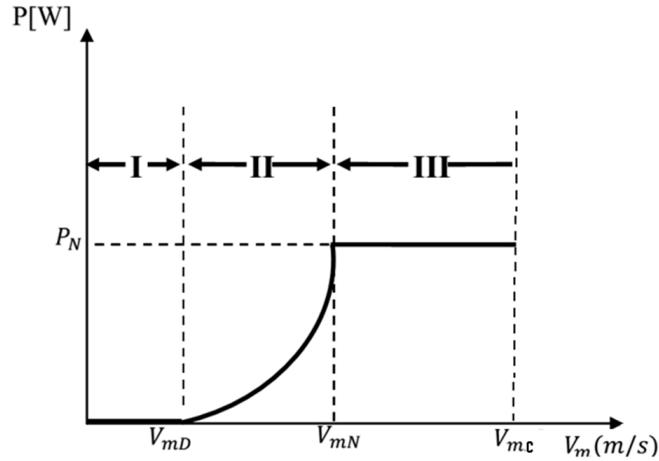


Figure 1.6 – Courbe de puissance d’une hydrolienne en fonction de la vitesse des courants marins

Table 1.1 – Vitesses caractéristiques pour turbines hydroliennes

	$V_{mD}(\text{m/s})$	$V_{mN}(\text{m/s})$	$V_{mC}(\text{m/s})$
Hydrolienne	1	2.7	5

1.2.3 Technologies des hydroliennes

Comme pour les éoliennes, l’hydrolienne utilise plusieurs technologies de turbines lesquelles constituent des éléments essentiels de la chaîne de conversion pour l’extraction de l’énergie des courants de marée. Selon l’orientation de leur axe de rotation, ces turbines sont classées en deux catégories: les turbines à axe horizontal et les turbines à axe vertical [13] .

Leur mise en place nécessite l’installation de supports. Suivant le domaine d’application, certaines sont fixées aux fonds marins, d’autres peuvent être ancrées.

1.2.3.1 Turbines à axe horizontal

Les turbines à axe horizontal appelées aussi turbines à flux axial représentent les catégories de turbines les plus utilisées. Elles sont caractérisées par une rotation de leur arbre qui se produit sur le plan horizontal et donc parallèle à l’écoulement incident de courants marins. Elles sont fixées au sol marin grâce à une structure d’ancrage qui peut être mono pieu ou mono tripode pour résister aux courants marins. Ces turbines hydroliennes peuvent contenir jusqu’à 6 hélices ou pâles qui peuvent présenter une extrémité libre ou entourée d’un carénage. Le carénage souvent utilisé pour des turbines de grande taille consiste à la mise en place de structure en périphérie du rotor et permet un conditionnement de l’écoulement des courants marins.

Suivant la conception de la turbine hydrolienne, les pales peuvent être fixes ou orientables à pas variable. Le choix de systèmes à pales fixes permet d’améliorer la robustesse au détriment

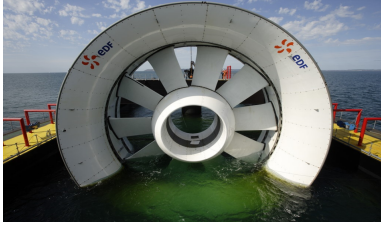
d'une extraction plus énergétique. Cependant, le caractère sensible des turbines face aux directions des courants marins permet leur usage à pas variables avec un contrôle des pales suivant la trajectoire des courants marins. Ce mécanisme de contrôle à pas variable permet d'augmenter l'efficacité du système, mais également autorise un contrôle du fonctionnement en haute vitesse ou le blocage de la turbine.

L'utilisation des turbines à axe horizontal offre plusieurs avantages [14], comme:

- une faible vitesse d'amorçage;
- un coefficient de puissance (rapport entre la puissance extraite et la puissance de la masse d'eau en mouvement) relativement élevé;
- un démarrage autonome.

Le tableau Tab.1.2 résume les principales informations sur certains projets utilisant la technologie des turbines à axes horizontal. En termes de puissance, les plus grosses hydroliennes au monde rentrent dans cette catégorie, car on peut voir que la plupart de ces technologies de turbine ont des puissances unitaires de l'ordre du MW[15, 16]. On peut constater que la majorité des ces applications industrielles utilisent des générateurs de type synchrone à aimants permanents (GSAP).

Table 1.2 – Application avec turbines à Flux Axial

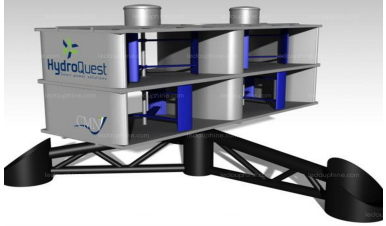
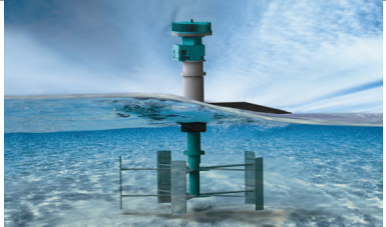
Entreprise	Projet	Caractéristiques	Turbines
Atlantis Resources Limited (Royaume-Uni)	MeyGen (AR1000, AR1500)	3 pales à pas variable, Auto orientable, 1.5 MW, GSAP, Boîte de vitesse, Structure d’ancrage tripode.	
Alstom (France)	Océade	3 pales à pas variable, 1.4 MW, MAS, Structure d’ancrage monopieu	
Sabella (France)	D3, D10, D12, D15	6 pales à pas fixe, 2MW, GSAP à attaque directe, Structure d’ancrage tripode.	
Marine Current Turbine, Siemens (Royaume-Uni)	SEAGEN	2 pales à pas fixe, 2x600 kW, GSAP, Boîte de vitesse, Structure d’ancrage monopieu.	
Open- Hydro (Ireland)	Paimpol-Bréhat	4x500 kW, GSAP à attaque directe, Carenage de type Rim Driven, carénage.	

1.2.3.2 Turbines à axe vertical

Les turbines à axe vertical ou turbines Darrieus appelées encore turbines à flux transverse sont caractérisées par une rotation de leur axe qui est perpendiculaire à la fois à la surface de l’eau et à l’écoulement des courants marins. Le premier exemple de turbine à flux transverse se trouve dans le brevet de George Darrieus [17] déposé dans les années 30 en France et aux Etats-Unis. Grâce à ce concept de la turbine à axe vertical, tous les courants peuvent être exploités, quel que soit leur direction. L’utilisation des turbines à axe vertical est très

répandue pour de petites installations de rivières et faibles profondeurs, mais elles sont encore à l'état de projet ou de prototype. Pour cette technologie de turbine, la structure de support peut être ancrée au fond des mers ou flottant à la surface de l'eau. La figure Fig.1.3 présente différents types de turbines et leur support.

TABLE 1.3 – Application avec turbines à axe vertical

Entreprise	Projet	Caractéristiques	Turbines
HydroQuest & CMN (France)	SEARIEUS	10x1.3MW GSAP à attaque directe, Structure d'ancrage tripode, carénage	
New Energy Corporation (Canada)	EVG - 025	25kW GSAP à attaque directe,	
GCK Technology Gorlov	Turbine Gorlov	————	

1.2.4 Topologies de génératrices synchrones pour les EMRs

Pour la production d'énergie électrique à partir des hydroliennes, l'utilisation de machines électriques en mode génératrice est indispensable. La génératrice transforme l'énergie mécanique de la turbine en énergie électrique. Pour cela, Il existe sur le marché plusieurs types de machines électriques qui peuvent jouer le rôle de génératrice. Une grande partie des génératrices rencontrées dans le domaine des énergies marines renouvelables rappelle celles utilisées dans les éoliennes. Elles sont classées en deux catégories: asynchrone et synchrone.

Toutefois, dans le contexte hydrolienne, la majorité des génératrices sont de type synchrone à aimant permanent.

Dans cette section nous allons présentées les caratéristiques de génératrices synchrones utilisées. Ensuite, une comparaison de cette topologie par rapport à d'autres topologies utilisées est faite.

1.2.4.1 Génératrice Synchrone

Les génératrices synchrones utilisées dans les hydroliennes fonctionnent à vitesse variable afin de permettre l'extraction optimale de la puissance électrique à la sortie de la turbine. Elles sont compactes et nécessitent peu de maintenance. Par rapport à la génératrice asynchrone, la machine synchrone présente un bon rendement.

La machine synchrone autorise un fonctionnement aussi bien en basse vitesse (système d'entraînement direct) qu'en haute vitesse (système d'entraînement indirect), donc elle peut être couplée ou non avec un multiplicateur de vitesse.

Pour les systèmes d'entraînement direct (sans multiplicateur de vitesse), la caractéristique de faible vitesse de rotation conduit à un générateur multipolaire, par conséquent à un système lourd et volumineux. Pour résoudre ce problème, une boîte de vitesses (multiplicateur) peut être introduite [18, 16]. Les technologies sans boîte de vitesse sont souvent associées à des machines synchrones lentes de grande taille. Alors que les technologies qui utilisent une boîte de vitesse sont souvent couplées à des machines synchrones moins encombrantes et peuvent fonctionner à des vitesses rapides ou intermédiaires.

Dans la référence [19], une étude de veille technologique est réalisée sur un ensemble de 25 hydroliennes préindustrielles actives les plus avancées dans 13 pays différents à travers le monde. Cette étude révèle que 48% des systèmes sont réalisés en utilisant une génératrice synchrone associée à une boîte, 44% utilisent une génératrice synchrone avec un système à attaque direct sans multiplicateur de vitesse. Les 8% restant ne sont pas identifiées. Comme les machines asynchrones, en fonction du type de rotor, les génératrices synchrones utilisées se divisent en deux types : La machine synchrone à rotor bobiné ou à rotor aimants permanents.

La figure Fig.1.7.a présente une architecture utilisant une machine synchrone à rotor bobiné. Sachant que le flux rotorique peut être modulé grâce aux courants injectés au niveau du rotor, cette solution offre un degré de liberté supplémentaire sur le contrôle de la puissance extraite.

La structure à aimants permanents est représentée à la figure (Fig.1.7.b). L'utilisation de machines synchrones à aimants permanents permet de gagner environ 25% de masse par rapport à celles de type bobiné [20]. Ainsi, le système devient plus compact (pas de contact glissant) et les frais d'entretien sont réduits ce qui est très intéressant dans les applications hydroliennes qui sont souvent installées dans des sites difficilement accessibles (site installé jusqu'à 50 km des côtes avec plusieurs mètres de profondeur).

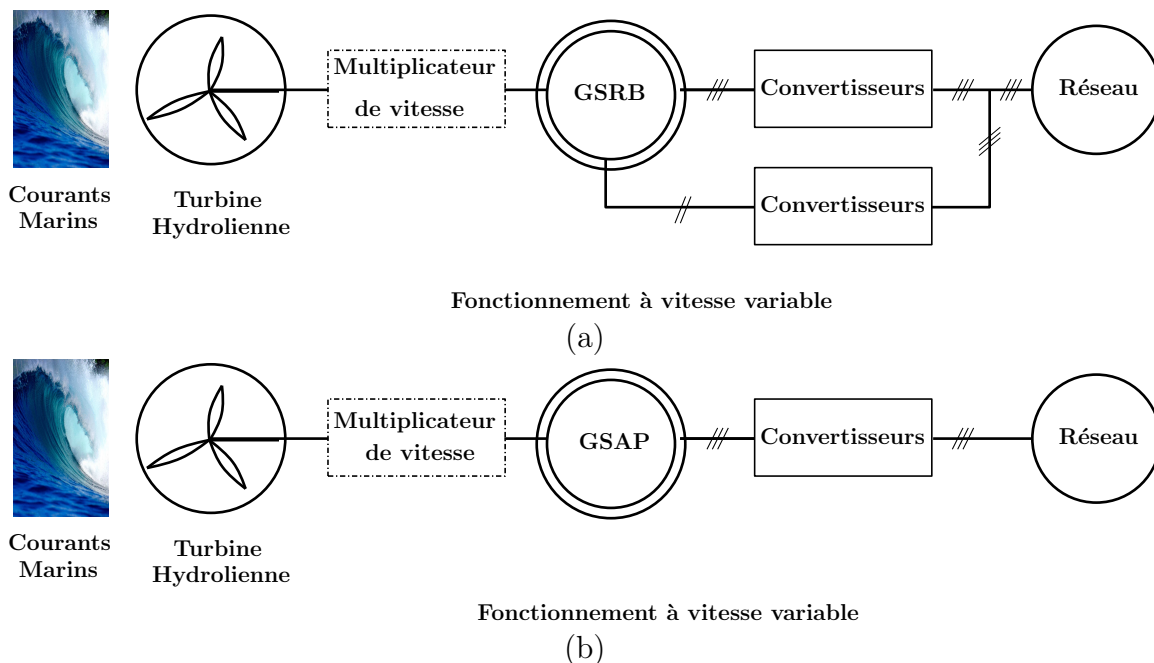


Figure 1.7 – Génératrice triphasée de type synchrone: (a) rotor bobiné, (b) rotor à aimants permanents

1.2.4.2 Etude comparative des génératrices

Chaque topologie machine utilisée dans les applications hydroliennes présente des avantages et des inconvénients. Les critères de choix de la génératrice est donc guidé par les contraintes spécifiques de l'application.

Nous présentons ci-dessous un tableau (Tab.1.4) qui récapitule les principales caractéristiques des machines utilisées dans les hydroliennes. Aujourd'hui, dans le contexte hydrolienne, le choix d'une génératrice est fortement guidé par les conditions d'exploitation. En effet, les hydroliennes présentent de nombreuses contraintes qui sont liées aux conditions d'exploitation en milieu sévère et difficilement accessible. Ainsi, la réduction des aspects de maintenance, qui peuvent être due aux contacts glissants, devient un critère important.

La puissance massique importante et le bon rendement des machines synchrones à aimants permanents en font une technologie intéressante pour notre application. Par suite, l'utilisation de GSAP est donc privilégiée par rapport à la génératrice asynchrone à cage (GAS), à la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) et à la génératrice synchrone (GS) à rotor bobiné lesquelles possèdent des taux de défaillances importants constatés [21, 22].

TABLE 1.4 – Comparaison de différentes topologies de génératrices

	Avantages	Inconvénients
GAS à cage [15]	- Technologie standard - Robustesse - Faible coût - Absence de contact glissant	- Multiplicateur de vitesse - Puissance extraite non optimisée - Convertisseur bidirectionnel pour le besoins en puissance réactive - Puissance convertisseur calibrée au moins à 100% de la puissance nominale de la génératrice
GADA [23]	- Vitesse variable +/-30% du synchronisme - Puissance réduite du convertisseur	- Multiplicateur de vitesse - Contact glissant - Maintenance courante - Besoins de réactif - Plage de vitesse limitée
GS à rotor bobiné	- Fonctionnement à vitesse variable sur toute la plage d'un cycle hydrolienne - Avec ou sans multiplicateur de vitesse	- contact glissant - Puissance convertisseur calibrée au moins à 100% de la puissance nominale de la génératrice
GSAP	- Bien adaptée au fonctionnement en basse vitesse et en haute vitesse - Puissance massique élevée - Compact - Simple et robuste - Rendement énergétique plus élevé - Absence de contact glissant - Avec ou sans multiplicateur de vitesse	- Puissance convertisseur calibrée au moins à 100% de la puissance nominale de la génératrice - Coût des aimants permanents

1.2.5 Enjeux et priorités de recherche

1.2.5.1 Avantages des EMRs de type hydrolien

Les énergies marines renouvelables permettent de réduire la dépendance sur les combustibles fossiles. L'exploitation des énergies marines en particulier l'énergie hydrolienne est récente par rapport aux énergies éoliennes. Malgré ce retard, l'énergie hydrolienne, en plus de sa fiabilité, représente une part non négligeable de la production d'énergie marine renouvelable. Cette croissance est motivée principalement par les nombreux avantages qu'elles offrent. Ces

avantages sont liés à leur prévisibilité, à la compacité et à leur faible impact environnemental :

- Contrairement aux vents, les courants marins sont constants à l'échelle de quelques minutes et peuvent être déterminés pour une longue période à l'avance. Ils évoluent de manière sinusoïdale avec des amplitudes connues, mais aussi variables avec les phases de la Lune. Cette particularité représente un avantage déterminant qui permet de prévoir avec exactitude la puissance extraite et d'anticiper les variations de production par rapport aux autres énergies renouvelables intermittentes.
- Due en partie à la densité volumique énorme de l'eau par rapport à celle de l'air, les hydroliennes offrent une très grande compacité par rapport à l'éolienne. Le tableau Tab.1.5 montre une comparaison de performance entre une éolienne et une turbine marémotrice de capacité et de spécifications similaires. La densité élevée de l'eau, de l'ordre de 800 fois la densité de l'air, signifie que le générateur peut fournir une puissance significative à faible vitesse par rapport à la vitesse du vent. En d'autres termes, des vitesses d'eau de près d'un dixième de la vitesse du vent fournissent la même puissance pour une taille plus faible de turbine.

TABLE 1.5 – Comparaison d'une turbine éolienne et d'une turbine hydrolienne pour une même puissance [5]

Paramètres éolienne	Paramètres hydrolienne
Masse volumique $\rho_{air} = 1.22kg.m^{-1}$	Masse volumique $\rho_{air} = 1000kg.m^{-1}$
Vitesse du vent 12 m/s	Vitesse des courants marins 2.6 m/s
Puissance turbine éolienne 1 MW	Puissance turbine hydrolienne 1 MW
Diamètre des pales 27.3 m	Diamètre des pales 9.31 m

1.2.5.2 Inconvénients des EMRs de type hydrolien

Malgré les nombreux avantages que présente l'exploitation des énergies hydroliennes, il existe un certain nombre de défis technico-économiques à surmonter pour augmenter la performance et faciliter la compétitivité de la filière hydrolienne sur le marché mondial de l'énergie. En effet, la technologie des hydroliennes comparée aux autres types d'énergie renouvelable est considérée comme immature. Ce faible degré de maturité technologique empêche certains projet hydrolien de se concrétiser (exemple le DCNS et GE ont abandonné leur projet de ferme pilotes Nepthyd au large de la pointe nord-ouest du Cotentin).

Ces principaux défis se manifestent en deux aspects : un lié à la technologie et l'autre lié à l'économie.

- Sur le plan technique, l'inconvénient majeur des systèmes hydroliens est que leur accès n'est pas possible durant toutes les périodes de l'année. En effet, ils sont souvent installés dans des zones difficilement accessibles qui requièrent des conditions d'exploitation sévères où les conditions sont peu favorables pour la maintenance. Les contraintes

en termes de disponibilité, de fiabilité et de sûreté de fonctionnement des chaînes de conversion imposent la mise en place d'un système de maintenance. Une maintenance efficace nécessite la mise en place d'un système de surveillance permettant de prendre les décisions correctes au bon moment tout en évitant des pannes et donc des arrêts de la production non planifiés. Pour les hydrolienne, les opérations de maintenance nécessitent une planification à long termes et se font tous les deux ans. Cependant, du aux conditions sévères d'exploitation, les hydroliennes sont souvent soumises à des défauts non planifiés [24]. Ces dernières entraînent des surcoûts d'entretien et de maintenance. Ce surcoût constitue une perte de compétitivité sur le marché international pour le développement des énergies marines renouvelable. Ces coûts de maintenance sont principalement consécutifs à la corrosion marine (sel, algues, coquillages) et aux défauts des éléments de la chaîne de conversion [25].

- Du point de vue économique, les énergies hydroliennes garantissent un prix stable de l'énergie, nettement moins sensible aux fluctuations du marché des combustibles fossiles, et diminuent notre dépendance énergétique. Malgré l'intérêt suscité depuis quelques années, l'exploitation de l'énergie hydrolienne accuse un sérieux retard par rapport à d'autres ressources renouvelables, notamment le solaire et l'éolien. Dans les conditions actuelles, les coûts d'investissement sont extrêmement élevés que ceux de l'énergie éolienne et des énergies fossiles. Cet aspect économique est plus contraignant dans des pays où le coût du kWh des énergies fossiles est relativement faible.

1.2.6 Classification des défauts dans une chaîne de conversion d'énergie électromécanique

Un défaut dans une chaîne de conversion est caractérisé par une altération partielle ou globale du fonctionnement. Il peut être temporaire ou permanent. Suivant son impact, il peut être supprimé par une action externe ou par un remplacement des éléments en cause ou non réparable. L'apparition d'une défaillance engendre des problèmes de continuité de service, principalement pour des applications qui ont un caractère délicat telles que le transport et la production d'énergie. Dans un certain nombre de cas, ce dernier impose un arrêt du système. La connaissance des causes des défaillances est primordiale pour l'étude de la fiabilité d'une chaîne de conversion. Les défauts peuvent survenir à n'importe quel composant d'une chaîne de conversion et avoir des origines différentes.

Dans le cas d'une hydrolienne, la chaîne de conversion est composée de différents éléments interconnectés tels qu'une turbine hydrolienne, une boîte de vitesse, une génératrice, une interface d'électronique de puissance. Les défauts qui interviennent dans ce type de chaînes de conversion peuvent être classés selon leur nature (électrique, mécanique, thermique, environnementale...), selon la localisation (stator, rotor, roulement, collecteur...). La plupart des défauts présents sont d'origines électriques, mécaniques et instrumentales [26], comme illustré dans la figure Fig.1.8. Dans cette section, les points que nous allons détailler sont généralement considérés comme les principales causes de dégradations et d'éventuels défauts à long terme.

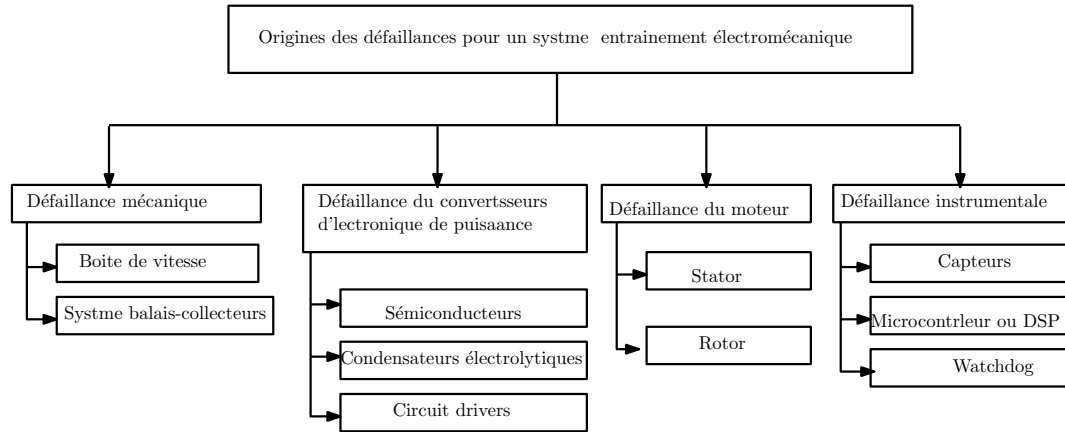


Figure 1.8 – Arbre de défaillance pour entraînement électromécanique

1.2.6.1 Défauts d'origine électrique

Les défauts électriques sont de deux types (défaut de court-circuit et défaut de circuit ouvert). Ils sont généralement dus aux surcharges, au vieillissement des isolants, aux échauffements thermiques, à la détérioration des isolants. Ces défauts électriques concernent deux éléments de la chaîne de conversion c'est à dire les enroulements de la génératrice et les composants semi-conducteurs du convertisseur d'électronique de puissance.

La génératrice est soumise, pendant sa durée de vie, à des sollicitations plus ou moins sévères qui peuvent conduire à des défaillances. Généralement, les défauts sont liés à la détérioration des enroulements composés de spires qui se traduit par des courts-circuits ou des circuits ouverts lesquels modifient les caractéristiques électrique de la machine. Les défauts de court-circuit sont provoqués par une mise en contact de plusieurs spires au sein d'un enroulement, entre des spires appartenant à deux phases distinctes, mais également entre une spire et la carcasse statorique. Ils peuvent également apparaître au niveau des têtes de bobines ou dans les encoches, cela entraîne une diminution du nombre de spires effectives de la bobine. Les courts-circuits entre les spires de la même phase restent l'un des défauts les plus fréquents. Les défauts de circuit ouvert sont intrinsèquement liés à une rupture ou la fusion d'un enroulement causés par un vieillissement thermique naturel du matériau, une surtension excessive ou claquage.

Concernant le convertisseur d'électronique de puissance, les origines de la défaillance interne sont liées aux composants passifs (résistances, inductances, condensateurs), aux connecteurs, aux drivers ou les composants de puissance. Selon [27], les interrupteurs de puissance sont classés comme les principaux responsables des défauts électriques. Les défauts électriques se manifestent par un blocage (court-circuit) ou une absence (circuit-ouvert) de commutations des semi-conducteurs. Le convertisseur étant constitué de plusieurs bras et donc les défauts de court-circuit peut concernant un seul bras ou deux bras indépendants. L'apparition d'un court-circuit de deux composants sur deux bras différents peut entraîner une forte élévation des courants qui se traduit par une augmentation de la température des composants semi-conducteurs. Cette élévation de température finit généralement par faire fondre la soudure

des semi-conducteurs transformant ainsi le défaut de court-circuit en circuit ouvert. En revanche, si le court-circuit concerne deux semi-conducteurs sur le même bras cela entraîne un court-circuit du bus continu du convertisseur.

1.2.6.2 Défauts d'origine mécanique

Les défauts mécaniques sont causés par la charge mécanique (multiplicateur de vitesse, roulements, bagues,) ainsi que par l'environnement d'utilisation de la machine [28]. Les systèmes de fortes puissances présentant une grande inertie sont les plus exposés à ce type de défauts. Les défauts mécaniques sont de deux types. D'une part, les défauts géométriques notamment les défauts d'excentricité qui se manifestent généralement au niveau de l'entrefer par un mauvais emplacement du rotor par rapport au stator. D'autre part, les défauts de roulements qui peuvent survenir d'une mauvaise installation, d'un déséquilibre magnétique, d'une augmentation température, d'une perte de lubrifiant etc...Ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances.

1.2.6.3 Défauts d'origine instrumentale

Ils sont liés à un mauvais fonctionnement des capteurs électriques et mécaniques qui fournissent les informations capitales pour le contrôle ou l'asservissement du système avec des erreurs de mesures entre les valeurs mesurées et les valeurs réelles par une détérioration partielle ou globale des capteurs. L'absence des informations délivrées par ces capteurs entraîne la perte immédiate du contrôle de la machine et donc de la chaîne de conversion en entraînant la dégradation des enroulements. Le vieillissement des soudures et des contacts ainsi que les perturbations électromagnétiques peuvent également mener à la destruction de capteurs.

1.2.6.4 Indicateurs des signatures des défaillances

Cette phase est importante dans la mesure où elle joue un double rôle. Premièrement, elle permet d'identifier les éléments les plus probables ou sensibles vis-à-vis à la génération des défauts. Deuxièmement, elle permet de définir la mise en place de solutions afin de palier à ces défauts.

Vue l'importance des indicateurs sur les taux de défaillance, une analyse des pannes, qui menacent la continuité de service, sur les différents éléments d'une chaîne de conversion électromécanique est réalisée.

De précédents travaux notamment concernant les éoliennes [29, 30, 31] ont montré que les convertisseurs statiques sont les éléments les plus critiques, car ils sont fortement impliqués dans l'apparition de défaillance de la chaîne de conversion électromécanique. Dans la publication [4], les auteurs présentent une étude comparative sur le taux de défaillances dans un entraînement électromécanique qui englobe l'ensemble de la chaîne de conversion. On peut remarquer les défauts d'origine instrumentale présentent un taux de défaillance significatif. Viennent ensuite les défauts d'origines électriques, comme illustré à la figure (Fig.1.9).

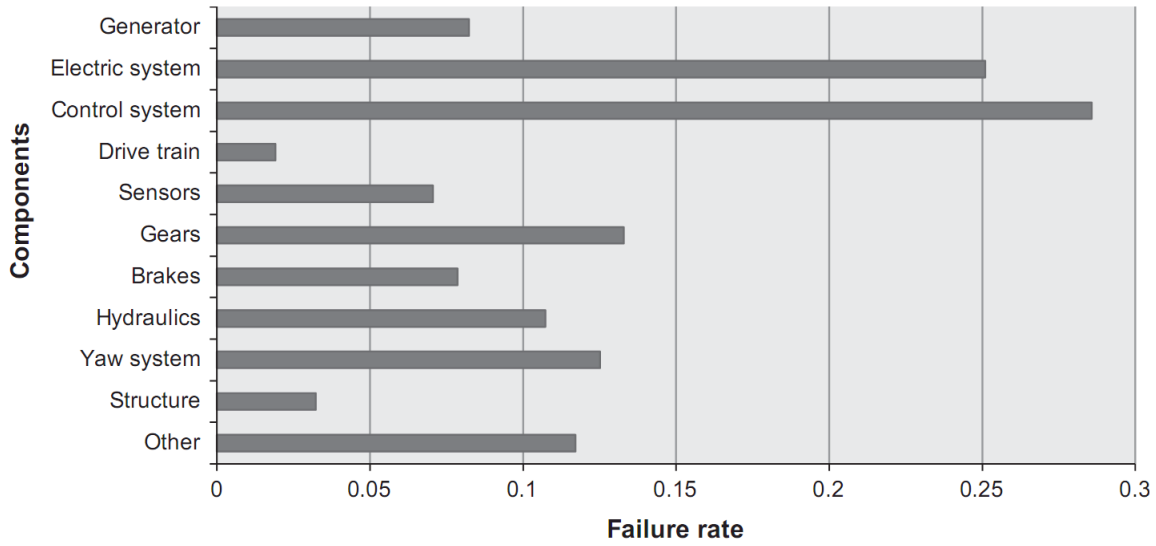


Figure 1.9 – Distribution des défaillances pour différents composants d’une éolienne off-shore[4]

1.3 Chaînes de conversion d’énergie tolérantes aux défauts

L’exploitation des systèmes de conversion d’énergie est très répandue avec l’utilisation de système triphasé alimenté par une source de tension classique à travers un onduleur à trois bras. Plusieurs études [32] montrent qu’une telle architecture ne garantit pas la continuité de service en cas de défauts, car un défaut sévère dans un élément de la chaîne de conversion d’énergie peut à lui seul entraîner la perte de contrôle totale ou partielle du système. Pour tout système, le premier objectif est de garder le fonctionnement des installations sans aucune interruption. Cependant, l’environnement marin qui accueille les installations hydroliennes rend cette tâche particulièrement très difficile à atteindre. En fonction du niveau de gravité du défaut et des objectifs à atteindre lors du fonctionnement en mode dégradé, différentes décisions peuvent être prises comme illustré à la figure Fig.1.10.

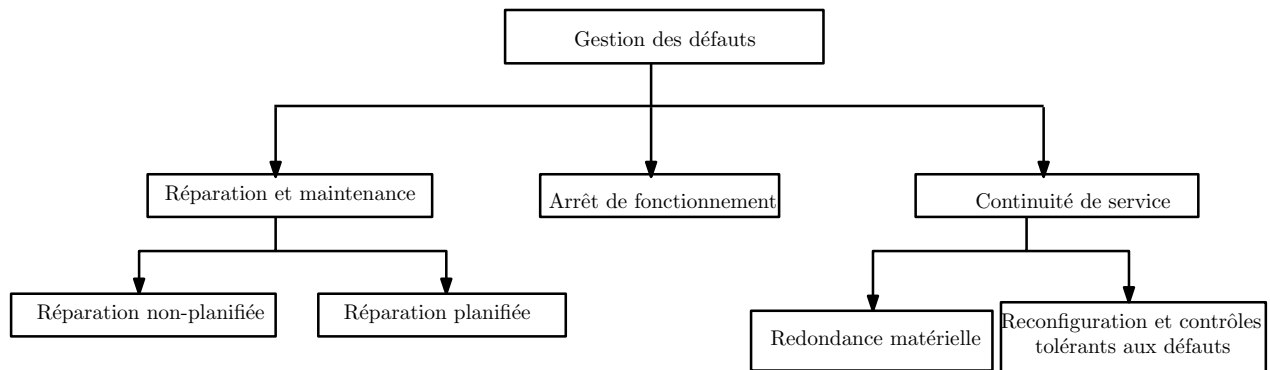


Figure 1.10 – Gestion des défauts

Pour maintenir d'avantage la sûreté de fonctionnement de la chaîne de conversion, des solutions adaptées, qui sont basées sur la mise en oeuvre d'architectures de chaîne de conversion d'énergie électrique, sont mise en oeuvre. En ce qui concerne les chaînes de conversion électromécaniques, il existe deux manières qui permettent de palier aux défauts d'origines électriques:

- La première consiste à modifier la structure du convertisseur par l'ajout de composants électroniques supplémentaires. Cette solution n'entraîne aucune modification de la machine et elle est couramment adoptée dans le domaine du transport pour les machines triphasées. Malgré la redondance, cette solution permet de palier, dans certains cas, uniquement aux défauts qui affectent le convertisseur.
- La deuxième consiste en la mise en place de topologies d'ensemble machine-convertisseur tolérantes au défaut. Elle est basée sur l'augmentation du nombre de phase de la machine et du nombre de bras du convertisseur. Cette solution permet de prendre en considération l'ensemble des défauts qui englobent la machine et les convertisseurs.

1.3.1 Topologies polyphasées tolérantes aux défauts

L'utilisation de machines polyphasées implique une augmentation du nombre de phase de la machine, mais également une augmentation du nombre de bras au niveau du convertisseur. En plus de la tolérance aux défauts, ces structures offrent la possibilité de segmenter la puissance.

Les machines électriques polyphasées sont caractérisées par la présence d'un grand nombre de phase statorique au moins supérieurs à trois. Ces dernières décennies, elles ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche. Grâce la forte densité de puissance qu'offrent les machines polyphasées, leur utilisation est dédiée dans la majorité aux applications critiques, autonomes et pour des applications de fortes puissances de l'ordre du MW. Parmi ces applications, on peut citer l'avionique, la propulsion navale et la traction électrique [33]. L'utilisation de machines de forte puissance à grand nombre de phase est rendu possible avec l'avènement

des des semi-conducteurs de puissance pouvant commuter à des fréquences élevées avec des calibres réduits (IGBT).

Bien que pour des raisons spécifiques l'utilisation des machines polyphasées varie d'une application à une autre, mais la caractéristique commune est que l'utilisation des entraînements de machines polyphasées est perçue comme offrant des avantages importants par rapport à l'utilisation de leurs homologues triphasés. Parmi, ces avantages qu'offre l'utilisation des machines polyphasées, on peut citer :

- La redondance qui consiste à avoir plusieurs groupements identiques pour produire de l'énergie électrique. Ce caractère de redondance permet en cas de défaillance sur un groupement d'assurer la continuité de service avec les groupements actifs.
- La segmentation de la puissance qui consiste à répartir la puissance disponible non seulement sur trois enroulements mais sur un nombre d'enroulement plus élevé. Cette segmentation de puissance s'applique au niveau de la machine mais également au niveau du convertisseur permettant ainsi de réduire certaines contraintes technologiques. Pour des applications de forte puissance, l'utilisation de machine classique triphasée fait apparaître des contraintes. En effet, les convertisseurs sont réalisés avec des composants de fréquence de hachage faible. De plus, les convertisseurs de puissance doivent commuter à des courants très élevés et ils appliquent des niveaux de tension importants qui réduisent la durée de vie des composants. Grâce à la segmentation de puissance offerte par l'utilisation de machines polyphasées les contraintes de courants et de tensions sont réduits et l'utilisation de composant avec des fréquence de commutation beaucoup plus élevé permettant ainsi un filtrage parfait des courants parasites. Pour les courants, cette réduction permet l'usage de semi-conducteurs avec des calibres beaucoup plus faibles pouvant commuter à des fréquences élevées au niveau du convertisseur. Le même principe s'applique sur les capteurs de courants où l'utilisation de capteurs ayant un courant nominal inférieur peut apporter avantages en termes de coûts. Pour les tensions, cette réduction permet d'éviter le recours à des structures de tensions multi niveaux.
- La capacité de fonctionnement avec l'absence d'une ou d'un grand nombre de phase.
- La grande qualité de couple électromagnétique. Les machines polyphasées sont moins susceptibles aux composants harmoniques temporels comparés à leurs homologues triphasés. Il est possible de générer du couple électromagnétique utile en exploitant certains harmoniques d'espaces qui viennent de la construction de la machine et certains harmoniques temporels qui viennent du convertisseur. Avec la présence des harmoniques, l'utilisation de machines polyphasées génère des couples ondulatoires à différentes fréquences. Ainsi, plus le nombre de phase augmente plus les pulsations de couples seront amorties et rejetées à des fréquences élevées souvent filtrées par la partie mécanique.

1.3.2 Domaines d'application

Aujourd'hui, il existe des applications qui peuvent bénéficier de l'utilisation des machines mutliphasées. Leur d'utilisation dans le domaine du transport en fonctionnement moteur est très élevé, par contre dans le domaine de la production énergétique en fonctionnement générateur leur utilisation reste faible. Les domaines tels que le transport avionique, la propulsion navale, la traction des véhicules hybrides et éoliennes utilisent les machines polyphasées (Tab.1.6). Dans ces différents domaines, les avantages de l'utilisation d'une architecture polyphasée peuvent inclure la segmentation de puissance, la disponibilité du système, la taille, l'efficacité énergétique, la qualité de service avec la réduction des ondulations de sortie de courant ou de couple.

Ces machines polyphasées peuvent être utilisées pour des applications nouvelles de fortes puissances telles que les hydroliennes lesquelles présentent une technologie récente et immature, des conditions d'exploitation sévères avec un fonctionnement cyclé à vitesse variable.

Table 1.6 – Exemple de machines électriques polyphasées pour l'éolienne

Topologie de Machine	Principaux Interêts	Ref	Illustrations
Eolienne off short, GSAP 3x3ph, 6MW,	Continuité de service Conception modulaire	Haliade	

1.3.3 Contraintes des machines polyphasées

Malgré les nombreux avantages qu'offrent les machines polyphasées comparées aux structures classiques triphasées, il existe quelques contraintes spécifiques liées à leur complexité, aux couplages magnétiques, à la commande qui peuvent pénaliser leurs performances :

- Les machines polyphasées sont des machines spéciales conçues pour des besoins spécifiques, par opposition aux machines triphasées classiques. Elles sont généralement fabriquées en exemplaire unique, car elles possèdent un caractère complexe et ne sont pas génériques.
- Du point de vue contrôle, elles présentent une loi de commande plus complexe que celles utilisées pour des machines classiques triphasées. Cette complexité est due à l'existence d'un système poly-variable fortement couplé. Ce couplage engendre pour des systèmes poly-étoiles l'existence de courants qui génèrent des pertes, affectent la qualité de couple, diminuent l'efficacité de la conversion énergétique, mais également participent au vieillissement prématuré des composants de la machine et du convertisseur.

-
- Pour certaines applications où l'augmentation du nombre élevé de bras est un caractère menaçant sur la fiabilité, l'utilisation de machines polyphasées peut être mise en cause. Cependant, ce choix peut être justifié par la tolérance aux défauts qui offre la possibilité de fonctionner en mode dégradé.
 - Les machines polyphasées étant sensibles aux harmoniques, une mauvaise gestion des harmoniques peut causer une dégradation des performances qu'offre leur utilisation.

Pour ces raisons, il y a donc une nécessité pour leur mise en œuvre et leur utilisation dans les applications avec un fonctionnement cyclé, d'avoir une bonne maîtrise de leur commande en fonctionnement normal mais également en mode défaut.

1.4 Revue de différents travaux sur les machines polyphasées

Plusieurs travaux de recherche ont été menés dans le monde entier sur les machines polyphasées et de nombreux développements intéressants ont été réalisés dans le contexte industriel [34, 35, 36, 37]. Cet accroissement est dû à leurs multiples avantages précédemment expliqués. Sur le plan scientifique, les travaux concernant l'utilisation des machines polyphasées peuvent être synthétisés en trois aspects : modélisation, commande et conception.

Les formalismes de modélisation des systèmes polyphasés développés au cours des dernières années ont permis d'étudier efficacement les machines polyphasées [38]. Ces formalismes de modélisation tiennent en compte du rang des harmoniques. Dans [39], l'auteur a développé une approche sur la répartition des harmoniques suivant le nombre de phases statoriques en utilisant les composantes symétriques polyphasées [40]. Cette analyse a permis de mettre en évidence les principales caractéristiques des machines polyphasées vis-à-vis aux harmoniques.

Dans [41], l'étude est focalisée sur la modélisation vectorielle multi-machines pour la commande des ensembles convertisseurs-machine polyphasés. L'auteur présente un formalisme multi-machine qui consiste à fractionner tout type de machine polyphasée en plusieurs machines biphasées et monophasées fictives [42].

Dans [43, 44], des travaux portant sur la conception de machine polyphasée dans le but d'augmenter les premiers harmoniques pour produire d'avantage de couple avec les harmoniques sont étudiés.

En termes de commande, les commandes vectorielle et scalaire qui sont utilisées pour les machines triphasées sont aussi utilisées pour les machines polyphasées. La seule différence est l'augmentation des courants à contrôler dû à l'augmentation du nombre de phase. Toutefois, il est important de signaler que pour les machines polyphasées, la commande vectorielle est plus utilisée [45, 46].

Au sein de l'Institut de recherche en Énergie Électrique de Nantes Atlantique (IREENA), les études sur les machines polyphasées ont été entreprises depuis 1998 et ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche.

-
- Dans [47], une étude sur la commande d'une machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs MLI pour d'applications industrielles de fortes puissances, notamment le ferroviaire et la propulsion navale est réalisée. L'auteur expose les problèmes spécifiques à cette structure, comme le choix de l'angle de déphasage entre les deux étoiles et l'influence de l'inductance de fuite entre chaque étoile. Pour faire face aux contraintes de couplage entre les étoiles, il propose une solution basée sur le développement de loi de commande robuste afin de commander le variateur multi-étoiles.
 - Dans [46], l'auteur étudie la commande à vitesse variable d'une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs MLI.
 - Dans la référence [48], l'auteur explore la modélisation dynamique et la commande d'une machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs de tension MLI. Il présente les différentes approches de transformation d'une modélisation en vue de la commande possibles pour des systèmes polyphasées (multi-étoilées) en vue d'éliminer les éventuels couplages magnétiques.
 - Dans [49], l'auteur présente l'étude comportementale d'une génératrice pentaphasée c'est à dire l'influence des inductances de la machine et de la fréquence de commutation des semi-conducteurs sur la qualité de l'énergie.
 - Dans [50], l'auteur explore les différentes stratégies de commande non linéaire robuste pour le contrôle d'une génératrice pentaphasée en vue de faire face aux perturbations des harmoniques et aux fonctionnement en mode dégradé.
 - Dans la thèse [16], l'auteur a effectué un travail qui explore l'étude sur l'optimisation multi-objectif et la commande d'une génératrice synchrone double stator triphasée à aimants permanents pour la production de l'énergie hydrolienne.
 - Dans [51], l'auteur explore la détection et la localisation des défauts pour une chaîne de conversion hydrolienne avec une génératrice pentaphasée associée à un convertisseurs réputé tolérant aux défauts composé d'un pont de diodes à 5 bras et de 3 convertisseurs DC-DC de type Boost entrelacés.

Dans cette même démarche, nous nous orientons sur l'étude des machines de type polyphasée. De par leur forte densité de puissance et la tolérance aux pannes qu'elles possèdent, le contexte actuel des énergie marines renouvelables, les hydroliennes en particuliers montre un véritables intérêt pour la mise en place de machines polyphasées. nous nous focaliserons sur l'aspect technico-économique pour une chaîne hydrolienne utilisant une génératrice polyphasée, mais également sur l'aspect comportemental par la modélisation dynamiques aussi bien en fonctionnement normal qu'en fonctionnement dégradé.

1.5 Cahier de charges du projet NEXHYD

Cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet collaboratif NEXHYD accompagné par la Région Pays de la Loire. Ce projet vise à apporter des gains substantiels de performance et de fiabilité,

contribuant à une réduction significative du coût de l'énergie indispensable à l'émergence commerciale de la filière hydrolienne. Ce projet hydrolien mobilise trois acteurs :

- L'entreprise Alstom (General Electric) qui représente le coordinateur de ce projet,
- L'Ecole Centrale de Nantes (ECN) pour l'étude des aspects hydrodynamiques des turbines hydroliennes,
- L'Institut de Recherche en Énergie Électrique de Nantes Atlantique (IREENA) pour l'étude de la chaîne de conversion électrique.

Dans le cadre de ce projet, la machine électrique destinée à la chaîne de conversion hydrolienne doit répondre au mieux à un cahier des charges bien défini. Les données d'entrée considérées sont résumées dans le tableau :

- La machine électrique doit être capable d'assurer la continuité de service en cas de défaut de circuit ouvert.
- Réduire au mieux le coût d'investissement de la chaîne de conversion.
- Suivant la caractéristique du site, la chaîne de conversion prendre en compte la mise en place d'un multiplicateur de vitesse, donc on a un entraînement sémi-direct.
- En termes de performances, la machine à concevoir doit prendre en compte un cycle hydrolien tout en intégrant une commande adaptée permettant d'extraire au mieux l'énergie hydrolienne. Le cycle hydrolien constitue la caractéristique de puissance et de vitesse de la rotation en fonction de la vitesse de courants marins. Ce cycle hydrolien définit aussi le nombre d'heure de fonctionnement de la chaîne de conversion pour une durée d'un an. A partir de ces données, certains indicateurs énergétiques comme l'énergie annuelle peuvent être déterminés.
- En termes d'alimentation, la machine est alimentée par un système redresseur à IGBT. La tension du bus continu est fixée à 1100 V et la fréquence de commutation des interrupteur est imposée à 2.25 kHz.

Table 1.7 – Paramètres clé imposés

Définition	Désignation	Valeur numérique	Unité
Vitesse nominale	Ω_n	400	tr/min
Puissance nominale	P_n	1.4	MW
Diamètre externe	D	1.2	m
Tension bus DC	U_{dc}	1100	V
Fréquence de commutation	f_{sw}	2250	Hz

1.6 Choix effectués

Compte tenu du cahier des charges, nous avons définis en amont certains choix.

- Nous avons fait le choix d’une machine synchrone à aimants permanents déposés en surface de type non conventionnelle possédant un nombre de phase égal à cinq. Comme explicité précédemment, l’utilisation des machine à grand nombre de phase permet de bénéficier de la segmentation de puissance et la tolérance aux pannes. Dans la même logique, la génératrice de type synchrone présente une grande compacité et de robustesse. De plus, elle possède un bon compromis entre simplicité de réalisation et performance (puissance massique importante et le bon rendement).
- Le matériau du circuit magnétique utilisé pour la conception de la GSAP est un fer doux de type M400-50A.

1.7 Conclusion

Ce chapitre a porté sur l’état de l’art des applications hydroliennes et sur les différentes architectures de chaîne de conversion tolérantes aux défauts électriques. Pour chacune des deux parties, cette étude a permis d’examiner les différents atouts et les contraintes liés à la réduction des coûts, à une exploitation efficace d’une chaîne de conversion hydrolienne et la nécessité de garantir une continuité de service.

Nous retiendrons à cet effet que les applications hydroliennes permettent de produire de l’énergie électrique à partir des courants marins qui représentent un fort potentiel d’énergie non négligeable dans certaines zones privilégiées. Par rapport à certaines applications qui possèdent un fonctionnement figé sur un seul point de fonctionnement, les hydroliennes présentent un fonctionnement fortement cyclé dans un environnement très sévère et difficilement accessible. Les interventions de maintenance très fréquentes liées aux défauts entraînent des arrêts de production qui occasionnent un manque à gagner et des surcoûts non planifiés qui impactent sur la rentabilité de la filière hydrolienne.

Chapitre 2

Modélisation dynamique et étude de l'influence des harmoniques d'espace sur le comportement d'une machine pentaphasée

Sommaire

2.1	Introduction	44
2.2	Modélisation de la machine pentaphasée	44
2.2.1	Modélisation de la machine dans le plan de Concordia	46
2.2.2	Modélisation de la machine dans le plan de Park	49
2.3	Étude de l'effet des harmoniques de la FEM sur la qualité du couple	50
2.3.1	Calcul théorique de la FEM à vide	51
2.3.2	Analyse de l'impact des harmoniques de la FEM	54
2.3.3	Comportement dynamique de la machine	54
2.3.4	Sélectivité des harmoniques	58
2.4	Impact du rang des harmoniques	62
2.4.1	Calcul de la f.e.m à vide réelle	62
2.4.2	Coefficient de bobinage	62
2.4.3	Filtrage par inclinaison des encoches	67
2.5	Synthèse de différents profils de FEM d'une machine pentaphasée	70
2.5.1	Machine à FEM non-sinusoïdale	70
2.5.2	Machine à FEM sinusoïdale	73
2.6	Conclusion	74

2.1 Introduction

Ce chapitre porte sur la modélisation dynamique et sur l'étude de l'influence des harmoniques d'espace sur le comportement d'une machine pentaphasée associée à un convertisseur MLI. Dans la première partie, nous allons aborder la modélisation dynamique de la machine pentaphasée en se basant sur la transformation généralisée de Concordia .

Nous présenterons différents modèles électriques qui régissent le comportement de la machine pentaphasée dans la base naturelle, dans le repère fixe de Concordia et dans le repère tournant de Park. Le modèle développé dans le plan de Park sera utilisé, comme outil d'analyse, pour étudier l'influence des premiers harmoniques de la FEM sur le comportement de la machine. Dans la deuxième partie, nous allons montrer comment le rang des harmoniques impacte la qualité de couple et nous proposons une solution permettant d'avoir une meilleure gestion des harmoniques. Trois profils de FEM permettant de dégager les premiers éléments de conception d'une machine pentaphasée seront synthétisés.

2.2 Modélisation de la machine pentaphasée

Dans cette section, une modélisation d'une machine pentaphasée est développée. La structure générale de la répartition des enroulements de la machine est représentée dans la figure (Fig.2.1). Le générateur synchrone à aimants permanents à pôles lisses est considéré. Ainsi, l'équation électrique du générateur à cinq phases peut être écrite sous la forme matricielle suivante:

$$[e] = [r_s] [i] + [L] \frac{d}{dt} [i] + [v] \quad (2.1)$$

Avec:

- Le vecteur de la EMF $[e] = [e_a \ e_b \ e_c \ e_d \ e_e]^t$
- Le vecteur des courants $[i] = [i_a \ i_b \ i_c \ i_d \ i_e]^t$
- Le vecteur de tensions $[v] = [v_a \ v_b \ v_c \ v_d \ v_e]^t$
- La matrice de résistance $[r_s] = \text{diag}(r_s \ r_s \ r_s \ r_s \ r_s)$
- La matrice inductance peut être introduite sous la forme suivante en tenant compte de la symétrie des enroulements et de la géométrie du rotor.

$$[L] = \begin{bmatrix} L_0 & L_1 & L_2 & L_2 & L_1 \\ L_1 & L_0 & L_1 & L_2 & L_2 \\ L_2 & L_1 & L_0 & L_1 & L_2 \\ L_2 & L_2 & L_1 & L_0 & L_1 \\ L_1 & L_2 & L_2 & L_1 & L_0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

L_0 est l'inductance propre d'un enroulement statorique pour chaque phase. L_1 et L_2 représentent respectivement les mutuelles inductances entre les deux phases adjacentes et non-adjacentes. Cette matrice inductance est à la fois symétrique et circulante.

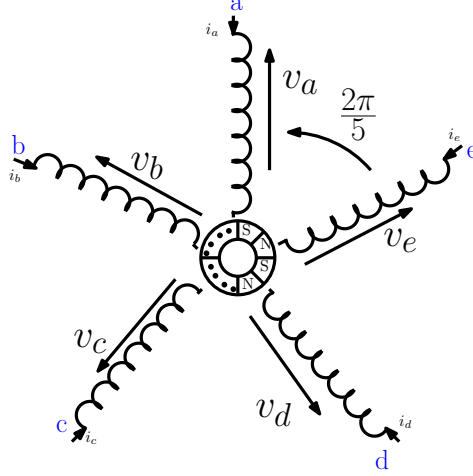


FIGURE 2.1 – Répartition des enroulements d'une machine synchrone pentaphasée

Le couple électromagnétique matérialise, pour une vitesse donnée, l'interaction entre la force électromotrice et des courants. La force électromotrice vient de la topologie de la machine et les courants électriques découlent du type d'alimentation.

$$\Gamma = \frac{\sum_{z=a}^e e_z i_z}{\Omega} \quad (2.3)$$

Dans le cas général, le vecteur FEM est riche en harmoniques. En appliquant la transformation des composantes symétriques sur la force électromotrice de la machine pentaphasée, on voit que les harmoniques peuvent se répartir dans un espace vectoriel orthonormé de dimension 5 (voir Tab.2.1). Cet espace est constitué de deux plans et d'une droite appelée homopolaire. Le tableau ci-dessous donne la répartition des harmoniques de rang impairs dans les trois sous espaces [52, 38, 53, 50].

- Dans le sous espace principal, le premier harmonique qui se projette est l'harmonique h1.
- Dans le sous-espace secondaire, le premier harmonique qui se projette est l'harmonique h3.
- Et pour la droite homopolaire, l'harmonique de rang 5 constitue le premier harmonique qui se projette.

Ainsi, chaque sous-espace présente un fondamental : h1 pour le sous-espace principal, h3 pour le sous-espace secondaire et h5 pour l'homopolaire.

Table 2.1 – Répartition des harmoniques pour machine pentaphasée

	Machine pentaphasée
Sous-espace principal	$h=1, 9, 11, \dots$
Sous-espace secondaire	$h=3, 7, 13, \dots$
Homopolaire	$h=0, 5, 15, \dots$

2.2.1 Modélisation de la machine dans le plan de Concordia

La complexité de la commande d'une machine pentaphasée est liée aux couplages magnétiques entre les différentes phases. On réécrit le modèle de la machine dans les trois sous-espaces donnés dans le tableau (Tab.2.1) ce qui réduit le couplage entre les variables d'état du modèle électrique de la machine dans la base naturelle (Equ2.1).

Ce découplage magnétique est obtenu en utilisant les trois sous-espace définis précédemment. Suivant les sous-espaces principal, secondaire et homopolaire, les vecteurs de grandeurs électriques vont tourner à la pulsation $h\omega$ dans laquelle ω représente la pulsation électrique du fondamental et h le rang de l'harmonique. Les nouveaux plans représentent la projection des différents vecteurs sur trois repères orthonormés. Pour le plan principal, on a le plan (α_p, β_p) . Pour le plan secondaire, on a (α_s, β_s) . Et pour l'homopolaire, on retrouve une droite [50].

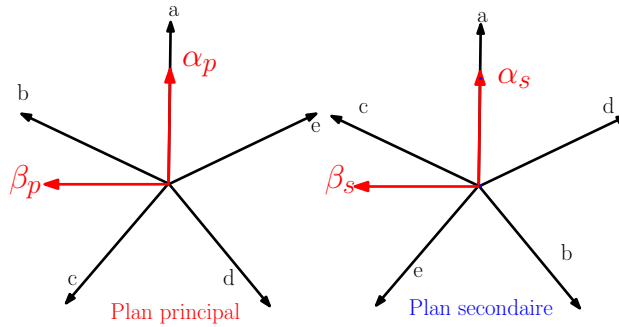


Figure 2.2 – Projections des vecteurs dans les sous-espaces biphasés

Suivant la projection des vecteurs X_a, X_b, X_c, X_d et X_e dans les plans (α_p, β_p) , (α_s, β_s) et la droite homopolaire, on obtient trois matrices élémentaires de transformation : $[T_p]^t$, $[T_s]^t$ et $[T_h]^t$.

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} X_{\alpha_p} \\ X_{\beta_p} \end{bmatrix} = [T_p]^t \cdot \begin{bmatrix} X_a & X_b & X_c & X_d & X_e \end{bmatrix}^t \\ \begin{bmatrix} X_{\alpha_s} \\ X_{\beta_s} \end{bmatrix} = [T_s]^t \cdot \begin{bmatrix} X_a & X_b & X_c & X_d & X_e \end{bmatrix}^t \\ \begin{bmatrix} X_h \end{bmatrix} = [T_h]^t \cdot \begin{bmatrix} X_a & X_b & X_c & X_d & X_e \end{bmatrix}^t \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\begin{cases} [T_p]^t = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) \end{bmatrix} \\ [T_s]^t = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) \end{bmatrix} \\ [T_h]^t = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.5)$$

En combinant les différentes transformations effectuées sur chaque plan, on obtient une matrice globale, orthogonale et normalisée qui représente la transformation de Concordia généralisée d'ordre 5. Elle est analogue à celle proposée par d'autres auteurs dans les travaux de recherche suivantes [54, 45, 42, 38]. Cette matrice de transformation permet de projeter les grandeurs vectorielles abcde dans les différents plans pour la machine à cinq phases.

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha p} \\ X_{\beta p} \\ X_{\alpha s} \\ X_{\beta s} \\ X_h \end{bmatrix} = [T_5]^t \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \\ X_d \\ X_e \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$[T_5]^t = [T_5]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) \\ 1 & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Equations des tensions

D'une manière générale, dans le repère de Concordia, en appliquant la transformation généralisée de Concordia d'ordre 5 aux équations électriques de la machine, le modèle électrique équivalent de chaque machine fictive peut être écrit sous la forme :

$$\begin{cases} V_{\alpha x} = r_s \cdot I_{\alpha x} + L_x \cdot \frac{d}{dt} I_{\alpha x} + E_{\alpha x} \\ V_{\beta x} = r_s \cdot I_{\beta x} + L_x \cdot \frac{d}{dt} I_{\beta x} + E_{\beta x} \\ V_h = r_s \cdot I_h + L_h \cdot \frac{d}{dt} I_h \end{cases} \quad \text{avec } x = p, s \quad (2.8)$$

Les termes $E_{\alpha x}$ et $E_{\beta x}$ dépendent de la pulsation et de la forme de la FEM qui est spécifique à la géométrie de la machine. Leurs influences sur le comportement d'une machine synchrone pentaphasées seront détaillées dans les prochaines sections.

Les inductances propres des différentes sous-machines sont :

$$\begin{cases} L_p = L_0 + 2L_1 \cos(\frac{2\pi}{5}) + 2L_2 \cos(\frac{4\pi}{5}) \\ L_s = L_0 + 2L_1 \cos(\frac{4\pi}{5}) + 2L_2 \cos(\frac{2\pi}{5}) \\ L_h = L_0 + 2L_1 + 2L_2 \end{cases}$$

Avec ce modèle de la machine pentaphasée dans le plan Concordia, la machine est équivalente à une somme de trois sous-machines fictives complètement indépendantes magnétiquement. Chacune de ces machines fictives diphasées peut être représentée par un circuit électrique monophasé équivalent comme illustré dans la figure (Fig.2.3). Ce modèle simplifié fait référence au comportement d'une machine à courant continu où le courant et le flux rotorique peut être contrôlés séparément.

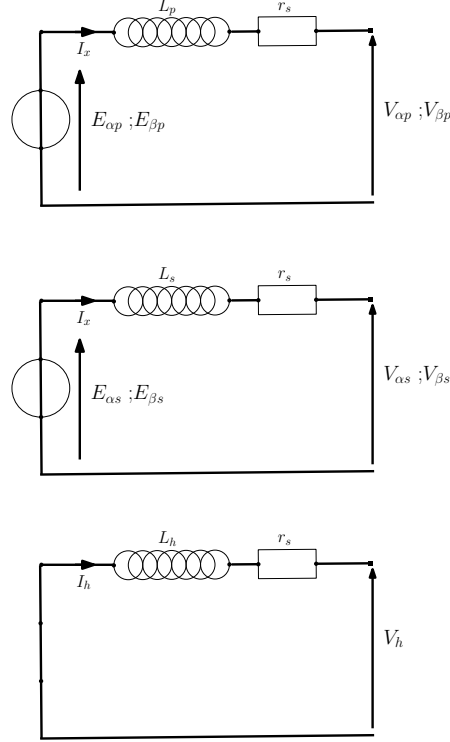


Figure 2.3 – Modèle électrique équivalent

Equations du couple électromagnétique

Comme pour les tensions, le couple électromagnétique global se divise en trois couples élémentaires dont chacun est lié à une machine fictive.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Gamma = \Gamma_p + \Gamma_s + \Gamma_h \\ \Gamma_p = \frac{E_{\alpha p} I_{\alpha p} + E_{\beta p} I_{\beta p}}{\Omega} \\ \Gamma_s = \frac{E_{\alpha s} I_{\alpha s} + E_{\beta s} I_{\beta s}}{\Omega} \\ \Gamma_h = \frac{E_h I_h}{\Omega} \end{array} \right. \quad (2.9)$$

2.2.2 Modélisation de la machine dans le plan de Park

La transformation de Park consiste à placer les vecteurs obtenus par la transformation de Concordia dans un repère tournant où les variables d'état des grandeurs électriques peuvent être stationnaires. Ainsi, pour chaque plan, on applique une transformation de Park adaptée sans modifier la droite l'homopolaire ($\alpha_p \beta_p \alpha_s \beta_s h$ à $d_p q_p d_s q_s h$) [38] :

Pour le plan principal, comme le premier harmonique est le fondamental, on applique la transformation classique de Park $P(\theta)$ (voir Fig.2.4).

$$\begin{bmatrix} X_{dp} \\ X_{qp} \end{bmatrix} = P(-\theta) \cdot \begin{bmatrix} X_{\alpha p} \\ X_{\beta p} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\text{Où : } P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Et pour le plan secondaire, comme le premier harmonique est celui de rang trois, la nouvelle transformation est $P(3\theta)$ (voir Fig.2.4).

$$\begin{bmatrix} X_{ds} \\ X_{qs} \end{bmatrix} = P(-3\theta) \cdot \begin{bmatrix} X_{\alpha s} \\ X_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\text{Avec : } P(3\theta) = \begin{bmatrix} \cos(3\theta) & -\sin(3\theta) \\ \sin(3\theta) & \cos(3\theta) \end{bmatrix}$$

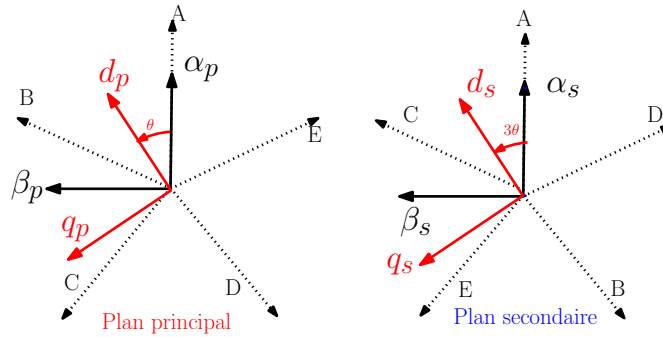


Figure 2.4 – Projections dans les plans de Park

Equations des tensions

Les équations aux tensions de chaque machines fictives dans les plans $d_p q_p$ et $d_s q_s$ sont données dans les équations ci-dessous. On passe donc d'un système multivariable d'ordre 5 fortement couplé à des systèmes diphasés découplés magnétiquement.

- pour la machine principale

$$\begin{cases} V_{dp} = r_s \cdot I_{dp} + L_p \cdot \frac{d}{dt} I_{dp} - p \cdot \Omega \cdot L_p \cdot I_{qp} + E_{dp} \\ V_{qp} = r_s \cdot I_{qp} + L_p \cdot \frac{d}{dt} I_{qp} + p \cdot \omega_m \cdot L_p \cdot I_{dp} + E_{qp} \end{cases} \quad (2.12)$$

- pour la machine secondaire

$$\begin{cases} V_{sd} = r_s \cdot I_{sd} + L_s \cdot \frac{d}{dt} I_{sd} - 3 \cdot p \cdot \Omega \cdot L_s \cdot I_{sq} + E_{ds} \\ V_{sq} = r_s \cdot I_{sq} + L_s \cdot \frac{d}{dt} I_{sq} + 3 \cdot p \cdot \Omega \cdot L_s \cdot I_{sd} + E_{qs} \end{cases} \quad (2.13)$$

- pour la droite homopolaire

$$V_h = r_s \cdot I_h + L_h \cdot \frac{d}{dt} I_h \quad (2.14)$$

Equations du couple électromagnétique

Dans le plan de Park, le couple électromagnétique est aussi représenté en une sommation de trois couples qui résulte de couples élémentaire produits par les machines fictives.

$$\begin{cases} \Gamma = \Gamma_p + \Gamma_s + \Gamma_h \\ \Gamma_p = \frac{1}{\Omega} (E_{pd} \cdot I_{pd} + E_{pq} \cdot I_{pq}) \\ \Gamma_s = \frac{1}{\Omega} (E_{sd} \cdot I_{sd} + E_{sq} \cdot I_{sq}) \\ \Gamma_h = \frac{E_h I_h}{\Omega} \end{cases} \quad (2.15)$$

2.3 Étude de l'effet des harmoniques de la FEM sur la qualité du couple

En se basant sur l'analyse des harmoniques d'espaces, nous allons étudier l'influence du rapport d'ouverture des aimants montés en surface sur le comportement d'un générateur synchrone à aimants permanents à cinq phases (GSAP). Pour une structure de rotor à aimants permanents montés en surface ayant une encoche par pôle et par phase, la force électromotrice (FEM) ne se limite pas seulement à son terme fondamental, mais contient aussi des harmoniques. L'exploitation de certains harmoniques contribue à la génération de couple [54, 55]. Néanmoins, certains d'entre eux font apparaître des phénomènes nuisibles, notamment la dégradation de la qualité du couple. Dans la littérature, beaucoup de travaux rejettent le problème à la commande. D'une part, par la mise en place d'un algorithme de contrôle spécifique basée sur des régulateurs robustes et non linéaires à très haute performance dynamique [56, 50]. D'autre part, par la méthode de compensation qui nécessite une connaissance du module et de la phase de la forme d'onde à compenser [57].

Dans cette section, nous aborderons l'influence de ces harmoniques sur le comportement dynamique de la machine pentaphasée. Pour se faire, dans un premier temps, nous allons montrer comment les harmoniques contenus dans la FEM conduisent à une dégradation

des performances de la machine. Dans un deuxième temps, nous proposerons une méthode efficace pour mieux gérer l'impact de ces harmoniques sur le comportement de la machine. Cette méthode est basée sur la modification de la géométrie de la machine et permet de régler les problèmes dès la conception. Pour se faire, nous allons adopter le modèle électrique général dans le plan de Park de la machine pentaphasée développé précédemment.

2.3.1 Calcul théorique de la FEM à vide

Comme mentionné précédemment, la machine est synchrone à aimants permanents disposés à la surface du rotor. Un bobinage plein pas avec un nombre d'encoches par pôle et par phase unitaire.

Le niveau d'induction magnétique est appelé aussi densité de flux magnétique généré par les aimants. Pour des aimants en forme rectangulaire, le développement en série de Fourier de l'induction dans l'entrefer s'écrit sous la forme ci-dessous [58, 59, 60] :

$$B(\theta) = \frac{4}{\pi} \sum_{h=2k+1}^{\infty} \frac{B_{max} \cdot \sin\left(\frac{h\beta\pi}{2}\right)}{h} \sin(h\theta) = \sum_{h=2k+1}^{\infty} B_h \sin(h\theta) \quad (2.16)$$

h est le rang de l'harmonique;

B_{max} est l'induction maximale dans l'entrefer,

B_h est l'amplitude maximale de la composante de rang h

et β représente le coefficient d'ouverture des aimants inférieur ou égal à l'unité.

Pour une fréquence donnée, le coefficient d'ouverture a une influence sur le poids des harmoniques de l'induction. La figure (Fig.2.5) présente l'évolution des quatre premières composantes des harmoniques de l'induction exprimée en (pu) en fonction de l'ouverture β .

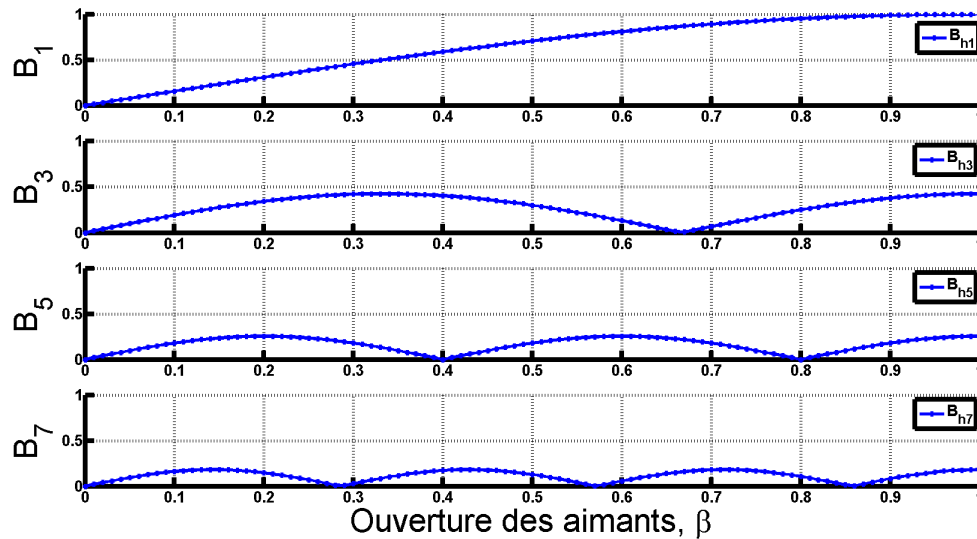


FIGURE 2.5 – Influence du coefficient d'ouverture des aimants sur le niveau d'induction magnétique

Le flux magnétique par pôle est défini par Φ tel que:

$$\Phi = \int B(\theta).L.R_s d\theta \quad (2.17)$$

où :

- L est la longueur axiale de la machine,
- R_s est le rayon de l'entrefer

Selon la loi de Faraday, la force électromagnétique induite par phase peut s'exprimer sous la forme suivante:

$$E(\theta) = -N \frac{d\Phi}{dt} = \sum_{k=1}^{\infty} E_h \sin(h\theta) \text{ avec } h = 2k + 1 \quad (2.18)$$

où: $E_h = 4.44.f.N.\Phi_o.\frac{\sin(\frac{h\beta.\pi}{2})}{h}$ représente l'amplitude de la FEM de rang h. Elle est fonction de la fréquence électrique (f), du nombre de spires par phase (N) et du flux maximal par phase ($\Phi_o = \frac{4.B_{max}.L.R_s}{\pi}$).

Sachant que la machine est à une encoche par pôle et par phase, les profils de FEM à vide sont seulement dus aux effets des aimants rotoriques. Étant donné que le profil de la FEM est similaire à celui de l'induction, on base notre étude sur l'induction magnétique.

La figure (Fig.2.6) illustre la forme d'onde de l'induction dans l'entrefer générée par les aimants pour une ouverture complète $\beta = 1$. Cette ouverture complète des aimants $\beta = 1$ est un choix classique de référence. L'induction présente une évolution rectangulaire.

Suivant le rang des harmoniques, le tableau (Tab.2.2) donne le poids en pourcentage des harmoniques de l'induction et la figure (Fig.2.6) présente leur évolution spectrale. Cette répartition est caractérisée par la présence de tous les rangs d'harmoniques de rangs impairs qui diminuent inversement proportionnel au rang.

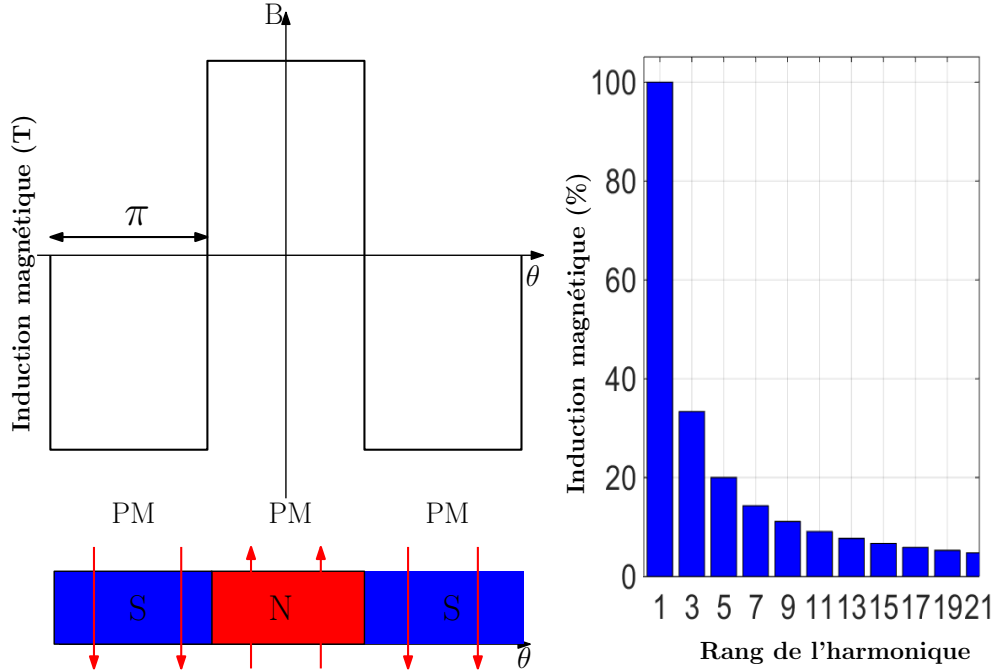


Figure 2.6 – Forme d'onde de l'induction créée par les aimants dans l'entrefer : pour $\beta = 1$

TABLE 2.2 – Forme d'onde l'induction magnétique et amplitudes relatives des harmoniques pour une ouverture complète des aimants ($\beta = 1$).

β	h	1	3	5	7	9
1	$\left(\frac{B_h}{B_1[\beta=1]}\right)(\%)$	100	33.3	20.0	14.2	11.1

Dans le tableau (Tab.2.1), nous avons montré que pour une machine pentaphasée, les harmoniques se répartissaient par groupe dans les différents sous espaces: principal, secondaire et homopolaire. Le fondamental et le neuvième harmonique (h_9) sont dans le sous-espace principal. De même, le troisième harmonique et le septième harmonique sont présents tous les deux dans le sous-espace secondaire. Et les harmoniques de rang multiple de 5 se situent sur la droite homopolaire. En se référant au tableau des inductions (Tab.2.2), on peut voir que le neuvième harmonique (h_9) de la FEM représente une très faible amplitude par rapport au fondamental ($\frac{B_9}{B_1} = \frac{1}{9}$) soit un pourcentage de 11.1% dans le sous-espace principal. Ainsi, la contribution de l'harmonique de rang neuf dans l'induction peut être négligé. Dans le sous-espace secondaire, le septième harmonique représente ($\frac{B_7}{B_3} = \frac{3}{7}$) soit un pourcentage de 42.85% de l'amplitude du troisième harmonique qui est dominant dans le plan secondaire. Par conséquent, l'amplitude du septième harmonique (h_7) n'est pas négligeable par rapport au troisième harmonique.

Dans cette étude qui porte sur l'analyse de ces harmoniques, on convient donc de considérer les harmoniques de rang 1, 3, 7 de l'induction donc de la FEM [61]. Les harmoniques présents

dans le plan homopolaire ne sont pas considérés, car ils sont neutralisés par le couplage en étoile et sans liaison de neutre des enroulements de la machine.

2.3.2 Analyse de l'impact des harmoniques de la FEM

Projection du vecteur FEM dans la plan de Park ($d_p q_p$, $d_s q_s$)

En négligeant l'harmonique de rang 9, la projection du vecteur FEM dans le plan $d_p q_p$ donne.

$$\begin{cases} E_{pd} = 0 \\ E_{pq} = \sqrt{\frac{5}{2}} p \cdot \Omega \cdot \Phi_{mp1} \end{cases} \quad (2.19)$$

Pour la machine secondaire, on retrouve la contribution de l'harmonique de rang trois de la FEM et de l'interaction entre les harmoniques de rang trois et de rang sept. La participation du troisième harmonique est nulle sur l'axe d et constant sur l'axe q de la machine secondaire. Mais l'interaction entre les deux harmonique dans le plan secondaire fait apparaître des termes ondulatoires et variables dans le temps.

$$\begin{cases} E_{sd} = E_{sd3} + E_{sd37} \\ E_{sq} = E_{sq3} + E_{sq37} \end{cases} \quad (2.20)$$

où, les différentes composantes de la FEM sont :

$$\begin{cases} E_{sd3} = 0 \\ E_{sq3} = 3\sqrt{\frac{5}{2}} p \cdot \Omega \cdot \Phi_{ms3} \\ E_{sd37} = 7\sqrt{\frac{5}{2}} p \cdot \Omega \cdot \Phi_{ms7} [-\cos(3\theta) \cdot \sin(7\theta) + \sin(3\theta) \cdot \cos(7\theta)] \\ E_{sq37} = 7\sqrt{\frac{5}{2}} p \cdot \Omega \cdot \Phi_{ms7} [\sin(3\theta) \cdot \sin(7\theta) + \cos(3\theta) \cdot \cos(7\theta)] \end{cases}$$

Formulation du couple

Sachant que le couple homopolaire reste nul et en se référant à la formule (2.15), le couple électromagnétique devient:

$$\begin{cases} \Gamma = \Gamma_p + \Gamma_s \\ \Gamma_p = \sqrt{\frac{5}{2}} p \cdot \Phi_{mp1} \cdot I_{pq} \\ \Gamma_s = \sqrt{\frac{5}{2}} p \cdot \Phi_{ms3} \cdot I_{sq} + \frac{E_{sd37} \cdot I_{sd} + E_{sq37} \cdot I_{sq}}{\Omega} \end{cases} \quad (2.21)$$

2.3.3 Comportement dynamique de la machine

A titre d'exemple, nous avons effectué une simulation où la machine pentaphasée est alimentée par un convertisseur en un point de fonctionnement donné. Les courants de référence sont constants (stationnaires) et contrôlés par des correcteurs de type PI dans le plan de Park.

[illegible]

Comme il a été montré dans [54], pour produire le maximum de couple avec le minimum de pertes Joule dans la machine, les courants de référence qui sont imposés dans les sous machines doivent respecter le même rapport entre le poids du fondamental et l'harmonique de rang trois de la FEM.

Pour un couple de référence donné, les courants imposés sont définis comme suit:

où ΔF est l'amplitude crête à crête des ondulations de couple.

Pour apprécier la qualité du couple, on utilise le taux d'ondulation de couple comme critère. il est défini comme le ratio de l'amplitude des harmoniques de couple et du couple moyen. Il est donné par la relation suivante.

Avec :

55

$\Delta\Gamma$ est l'amplitude crête à crête des ondulations de couple.

Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures Fig.2.8 à Fig.2.10 dans le cas d'une ouverture complète des aimants du rotor ($\beta = 1$). La figure (Fig.2.8) montre l'évolution temporelle du signal FEM dans les deux sous-espaces. Les composantes de la FEM dans la machine principale sont constantes: la composante de la FEM dans l'axe d est égale à zéro ($E_{pd} = 0$) et la composante dans l'axe q est non nulle. En effet, dans le sous-espace principal, le fondamental qui est le plus dominant.

D'autre part, les composantes de la FEM dans la machine secondaire ne sont pas constantes. Ses composantes dans les axes d et q ont une oscillation qui tourne à une pulsation de 10ω . ($E_{sd} = E_{sd3} + E_{sd7}$ et $E_{sq} = E_{sq3} + E_{sq7}$). Ces oscillations de la FEM dans le sous-espace secondaire s'expliquent par l'interaction entre le septième harmonique sur le troisième sur le plan de Park.

Les figures (Fig.2.9.a et Fig.2.9.b) montrent respectivement les courants mesurés dans le plan de Park pour chaque machine fictive et le courant courant de phase. En imposant de courants de référence constant, les courants dq dans la machine principale sont constants (Fig.2.9.a) tandis que ceux du sous-espace secondaire oscillent à une pulsation haute fréquence dix fois supérieure à celle du fondamental de grandeurs électriques 10ω . Ces oscillations sont liées à celles observées sur le contenu de la FEM causées par la présence de l'harmonique de rang sept.

Le couple électromagnétique découle de l'interaction entre les courants et les FEMs. Le couple global se divise en deux couples élémentaires: un couple principal et un couple secondaire (Fig.2.10.a). Au vu des résultats de la simulation, le couple global (Fig.2.10.b) présente des ondulations qui sont estimée à 5.96% du couple de référence. Ces ondulations de couple sur le comportement de la machine proviennent principalement de la machine secondaire. En effet, le couple de la machine principale est constant alors que le couple de la machine secondaire est perturbé. En pratique, l'existence ces ondulations n'est pas souhaitée car elles se manifestent sous forme de bruits et de vibrations mécaniques (fatigues mécaniques) qui participent à la fois à la détérioration prématurée des parties mécaniques de la machine et des composants qui lui sont associés [62, 63]. Pour les machines électriques, les bruits et ondulations de couples restent des éléments de poids qu'il est important de limiter dès la phase de conception.

Comme, on peut le constater dans les équations (2.21), les résultats montrent que la présence de h7 dans la force électromotrice conduit à une important ondulation des courants, de la FEM dans le sous-espace secondaire. Elle devient ainsi une source de perturbation considérable sur la qualité du couple global de la machine. Il est donc évident que pour neutraliser cette perturbation, dès la conception de la machine, nous devons éliminer les harmoniques nocifs sur le contenu de la FEM. Dans les sections suivantes, nous nous intéressons principalement à la réduction des harmoniques nuisibles de la FEM pour une meilleure amélioration de la qualité du couple.

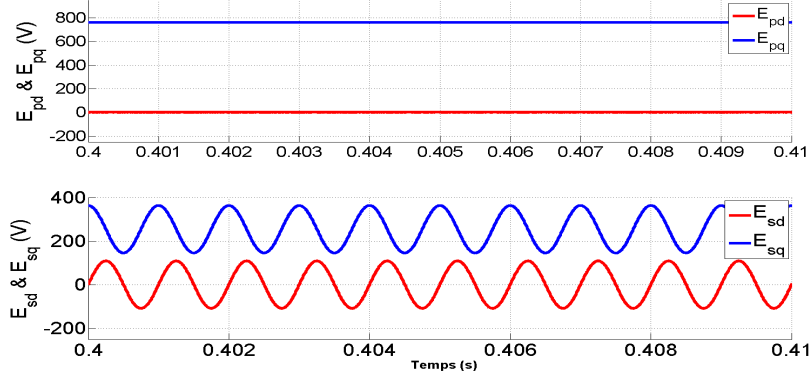
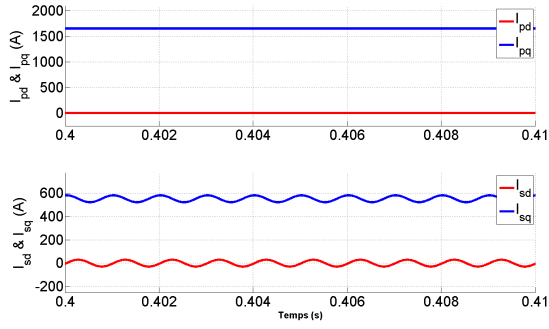
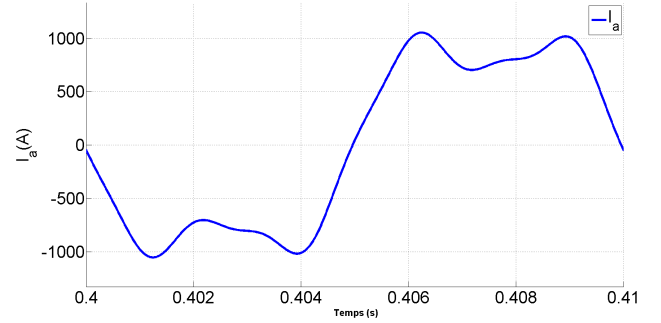


Figure 2.8 – FEM dans les sous-espaces pour $\beta = 1$

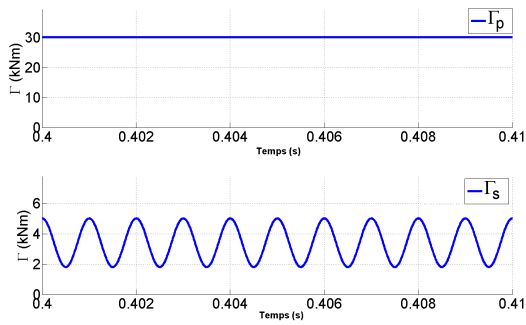


(a)

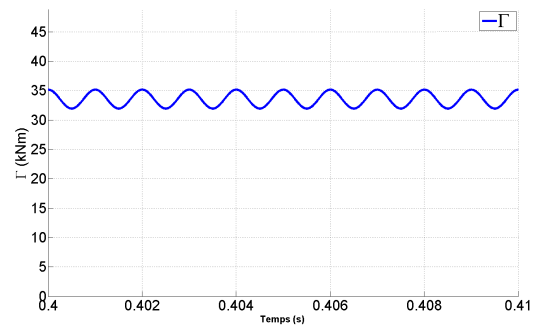


(b)

Figure 2.9 – Evolution des courants pour $\beta = 1$: (a) Courants dans les machines fictives ; (b) Courant de phase



(a)



(b)

Figure 2.10 – Evolution des couples pour $\beta = 1$: (a) Couples dans les machines fictives ; (b) Couple global

2.3.4 Sélectivité des harmoniques

La présence de la septième harmonique de la fonction FEM qui interagit avec la troisième harmonique de la fonction FEM crée une ondulation de couple dans la machine secondaire. Par conséquent, pour éliminer ces ondulations de couple, la présence de l'harmonique 7 dans le contenu de l'EMF doit être éliminée. Pour éliminer l'influence du septième harmonique spatial dans le signal FEM, nous choisissons de modifier la structure du rotor. Cette modification est basée sur le raccourcissement de l'ouverture des aimants.

En se référant (2.16), il est possible d'éliminer individuellement un rang d'harmonique et ses multiples en choisissant :

$$\beta = \frac{2k}{h}, \text{ avec } h = 2k + 1 \quad (2.25)$$

Dans cette logique, la suppression de l'harmonique de rang sept (h7) sur le contenu de la FEM devient ainsi possible en choisissant un raccourcissement de $\beta = \frac{6}{7}$.

La figure (Fig.2.11) illustre la forme d'onde de l'induction qui présente toujours une évolution quasi-rectangulaire et son évolution spectrale suivant les harmoniques pour le cas où $\beta = \frac{6}{7}$.

La comparaison avec le cas précédent pour une ouverture complète ($\beta = 1$) est présentée à la figure (Fig.2.12). Les amplitudes relatives des harmoniques pour $\beta = 1$ et $\beta = 6/7$ sont résumées dans le tableau (Tab.2.3). On constate que le choix d'une ouverture de $\beta = 6/7$ produit 97,4% de la densité de flux par rapport au fondamental du cas où $\beta = 1$. Par rapport au fondamental du cas où $\beta = 1$, la densité de flux est de 33,3% dans le sous-espace secondaire pour $\beta = 1$ et elle est de 26,1% pour $\beta = 6/7$. Le rapport entre l'harmonique 9 et le fondamental est réduit de 11,1% à 4,9%. Parallèlement, le rapport entre les harmoniques 7 et 3 ($\frac{B_7}{B_3} = \frac{3}{7}$) est réduit de 42,8% à 0,0%. Par conséquent, la solution proposée entraîne une légère diminution de la densité de flux que celle obtenue avec un ouverture classique $\beta = 1$. Toutefois cette diminution est plus forte sur les harmoniques nuisibles que sur les harmoniques utiles (h1 et h3).

TABLE 2.3 – Comparaison des amplitudes en valeurs relatives des harmoniques pour chaque ouverture

β	h	1	3	5	7	9
1	$\left(\frac{B_h}{B_1[\beta=1]}\right)(\%)$	100	33.3	20.0	14.2	11.1
$\frac{6}{7}$	$\left(\frac{B_h}{B_1[\beta=1]}\right)(\%)$	97.4	26.1	8.67	0.00	4.82

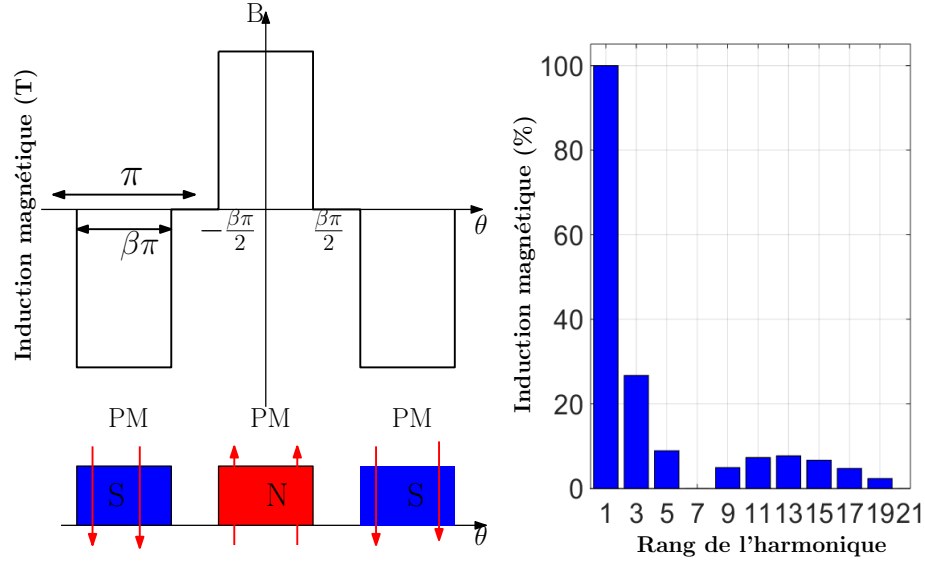


Figure 2.11 – Forme d'onde de l'induction magnétique et amplitudes relatives des harmoniques pour une ouverture réduite des aimants ($\beta = \frac{6}{7}$)

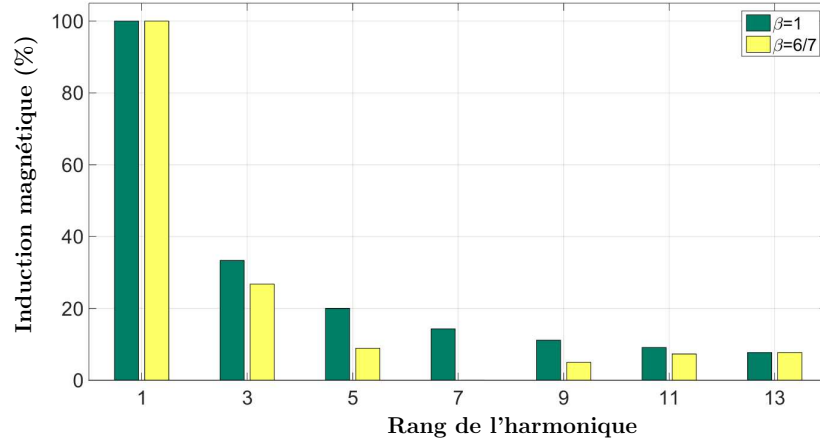


Figure 2.12 – Comparaison du niveau d'induction magnétique suivant l'ouverture des aimants

Projection du vecteur FEM dans le plan de Park ($d_p q_p$, $d_s q_s$)

Pour la machine principale, la FEM dans le plan $d_p q_p$ ne change pas. Elle résulte de la contribution du fondamental.

$$\begin{cases} E_{pd} = 0 \\ E_{pq} = \sqrt{\frac{5}{2}} p \cdot \Omega \cdot \Phi_{mp1} \end{cases} \quad (2.26)$$

Pour la machine secondaire, la FEM se manifeste tout simplement par la participation du troisième harmonique.

$$\begin{cases} E_{sd} = E_{sd3} + E_{sd37} \\ E_{sq} = E_{sq3} + E_{sq37} \end{cases} \quad (2.27)$$

où :

$$\begin{cases} E_{sd3} = 0 \\ E_{sq3} = 3\sqrt{\frac{5}{2}} \cdot p \cdot \Omega \cdot \Phi_{ms3} \\ E_{sd37} = 0 \\ E_{sq37} = 0 \end{cases}$$

Grâce à l'élimination du septième harmonique sur le contenu de l'induction, l'effet onduloire de la FEM dû à l'interaction des harmoniques h3 et h7 dans le plan secondaire disparaît.

L'équation du couple électromagnétique développée par la machine devient (2.28). Dans cette configuration, le couple électromagnétique ne présente plus de terme variable fonction de l'angle de rotation, mais de deux termes constants qui sont: le couple dans la machine principale et le couple dans la machine secondaire.

$$\begin{cases} \Gamma = \Gamma_p + \Gamma_s \\ \Gamma_p = \sqrt{\frac{5}{2}} p \cdot \Phi_{mp} \cdot I_{pq} \\ \Gamma_s = 3\sqrt{\frac{5}{2}} p \cdot \Phi_{ms} \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (2.28)$$

Pour la simulation, nous avons imposé les mêmes courants de références définis dans l'équation (2.23).

Les figures Fig.2.13 à Fig.2.15 montrent les résultats de simulation obtenus dans le cas d'une ouverture réduite des aimants pour ($\beta = 6/7$). On peut remarquer que pour le sous-espace principal comme pour le sous-espace secondaire, le signal EMF reste constant et ne présente pas d'oscillations (Fig.2.13). Concernant, les composantes de la FEM dans la machine principale, les résultats de la courbe (Fig.2.8) sont identiques avec ceux de la courbe (Fig.2.13). Les composantes de la FEM dans la machine secondaire représente une portion qui est équivalent au rapport x(%) défini dans l'équation (2.22).

Ces résultats s'expliquent par la présence d'une seule composante harmonique dans chaque sous-machine: le fondamental dans le sous espace principal et le troisième harmonique dans le sous-espace secondaire.

Pour les courants, les composants dq dans le sous-espace principal ne sont pas affectés (Fig.2.14.a). Le courant de phase (Fig.2.14.b) ne présente aucune perturbation et présente une forme d'onde comportant un fondamental et un troisième harmonique de courant.

Les couples élémentaires produit dans chaque sous-machine restent constants (Fig.2.15.a) et on obtient finalement une meilleur qualité sur le couple global (Fig.2.15.a). Ainsi, les perturbations observées dans le cas précédent disparaissent en raison de l'élimination du septième harmonique.

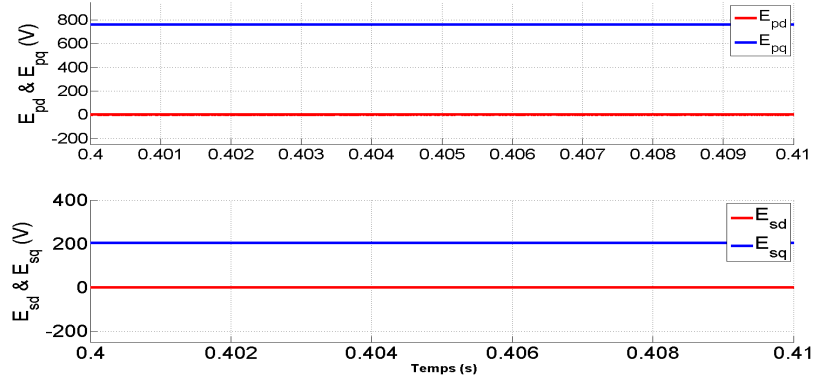


Figure 2.13 – FEM dans les sous-espaces pour $\beta = \frac{6}{7}$

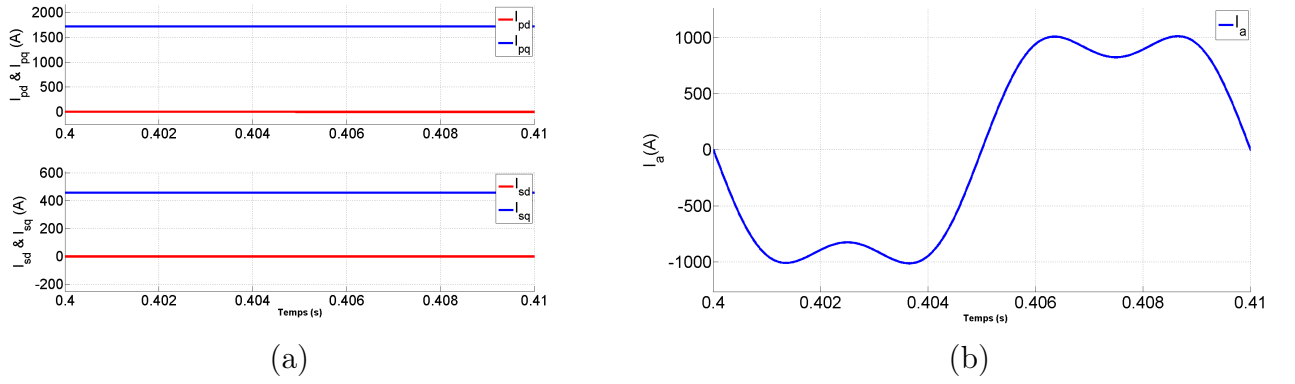


Figure 2.14 – Evolution des courants pour $\beta = \frac{6}{7}$: (a) Courants dans les machines fictives ; (b) Courant de phase

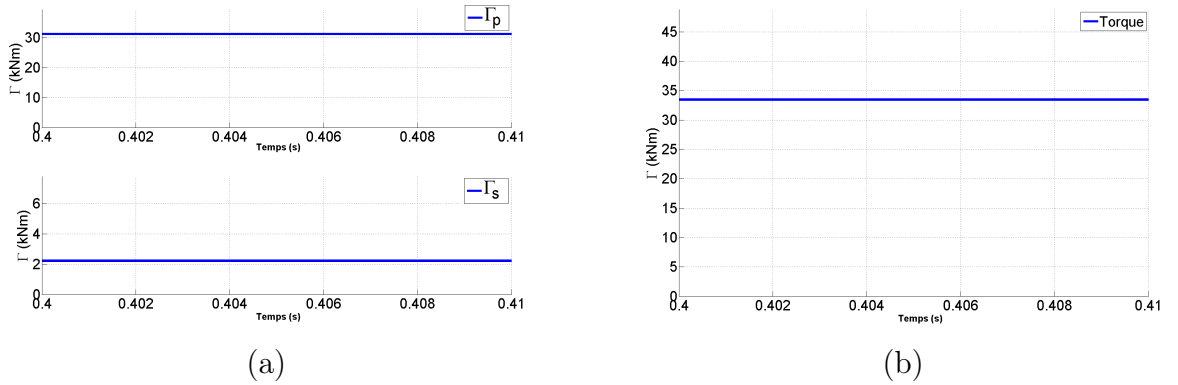


Figure 2.15 – Evolution des couples pour $\beta = \frac{6}{7}$: (a) Couples dans les machines fictives ; (b) Couple global

Comparaison de la performance des deux ouvertures d'aimant

Le tableau (Tab.2.4) présente une synthèse qualitative des performances telles que les ondulations de couple, le rendement et le volumes d'aimants des deux configurations étudiées. En termes de qualité de couple, la modification du rotor de référence par le choix de l'ouverture des aimants a permis d'améliorer la qualité de service par l'élimination des ondulations de couple. En termes d'efficacité, on note une faible amélioration du rendement tout en se limitant juste aux pertes joules statoriques de la machine. La réduction de la largeur des aimants a permis également de faire un gain sur le volume des aimants. Pour une même hauteur des aimants, on réduit un surplus de 14.3%. Ceci peut constituer un élément clé sur la partie conception d'une machine, car le volume des aimants évolue en parallèle avec le coût d'achat de la matière première (les aimants permanents).

TABLE 2.4 – Comparaison des performances

	$\beta = 1$	$\beta = \frac{6}{7}$
Contenu harmonique de la FEM	1 ; 3 ; 7	1 ; 3
Couple moyen	100%	100%
Ondulations de couple	5.96%	$\approx 0\%$
Rendement	99.13%	99.21%
Pourcentage d'aimants	100%	85.7%

2.4 Impact du rang des harmoniques

2.4.1 Calcul de la f.e.m à vide réelle

En pratique, le calcul de la force électromotrice dépend du bobinage. Le coefficient de correction K_{bh} appelé coefficient de bobinage qui caractérise les effets des autres parties de la machine [64, 65]. Par rapport à la forme de fem théorique, la valeur efficace réelle de la FEM à vide s'exprime par la relation :

$$E_h = 4.44.f.K_{bh}.N.\Phi_o.\frac{\sin(\frac{h\beta.\pi}{2})}{h} \quad (2.29)$$

Le facteur de correction K_{bh} dépend du type de bobinage du stator.

Ainsi, la FEM découle de la combinaison de l'effet du stator et de l'induction rotorique dans l'entrefer produite par les aimants. Dès lors, la limitation du contenu harmonique de la FEM peut se faire en agissant à la fois sur deux paramètres de conception : le stator et le rotor.

2.4.2 Coefficient de bobinage

Pour différentes raisons (facilité de construction, réduction des harmoniques, ...), on ne dispose pas la totalité de l'enroulement d'une même phase du stator dans deux encoches diamétralement opposés. Le facteur de bobinage dépend de trois coefficient : le coefficient

de distribution (K_{dh}), de coefficient de raccourcissement (K_{rh}) et le coefficient d'inclinaison des encoches statoriques (K_{ih}). Quel que soit le rang des harmoniques considéré, le facteur correctif K_{bh} peut être calculé par la formule suivante :

$$K_{bh} = K_{dh} \cdot K_{rh} \cdot K_{ih} \quad (2.30)$$

Ici, h représente le rang de l'harmonique considéré.

2.4.2.1 Coefficient de distribution

Pour le fondamental et les divers harmoniques, le coefficient de distribution (K_{dh}) rend compte de la distribution du bobinage dans les encoches voisines (répartition du bobinage). Il dépend du nombre d'encoches par pôle et par phase (m) et du nombre de phase de la machine considérée [66]. Pour chaque harmonique de rang h, le coefficient de distribution du bobinage est définit par :

$$K_{dh} = \frac{\sin(\frac{h\pi}{2.q})}{m \cdot \sin(\frac{h\pi}{2.q.m})} \quad (2.31)$$

Avec :

m désigne le nombre d'encoches par pôle et par phase, $m = \frac{Z_e}{2pq}$,
q représente le nombre de phase.

Ainsi, pour un nombre d'encoches par pôle et par phase très élevé, l'expression du facteur de distribution se simplifie et devient :

$$K_{dh\infty} \approx \frac{2q}{h\pi} \sin(\frac{h\pi}{2.q})$$

Pour une machine pentaphasée (q=5), le tableau (Tab.2.5) montre l'influence du nombre d'encoches par pôle et par phase (m) sur l'évolution du facteur de distribution en fonction des harmoniques des premiers harmoniques de rang impairs considérés. Pour un nombre d'encoches par pôle et par phase (m égale à 1), on peut remarquer que le coefficient de distribution est unitaire quel que soit le rang des harmoniques. Ce phénomène matérialise le passage de tous les harmoniques sans atténuation.

Cependant, pour m>1, les harmoniques sont faiblement atténués et leur facteurs de distribution restent très proches de sa valeur limite.

Le coefficient de distribution, comme on peut le constater, ne permet pas d'amortir efficacement les harmoniques, car il ne permet de supprimer un harmonique que si son rang est infini.

$$\lim_{h \rightarrow \infty} (K_{dh}) = \lim_{h \rightarrow \infty} \left(\frac{\sin(\frac{h\pi}{2.q})}{\frac{h\pi}{2.q}} \right) = 0$$

Pour bénéficier du filtrage faible par le coefficient de distribution dans le cas d'une machine pentaphasée, le choix d'un nombre d'encoche par pôle et par phase $m=2$ peut se faire. Toutefois, pour bénéficier de la simplicité et du coût de fabrication, le choix d'un bobinage diamétral avec une encoche par pôle et par phase ($m=1$) est intéressant.

TABLE 2.5 – Évolution du facteur de distribution en fonction du nombre m d'encoches par pôle et par phase

$h \backslash m$	1	2	3	4	∞
h1	1	0.9877	0.9854	0.9846	0.9836
h3	1	0.891	0.8727	0.8664	0.8584
h5	1	0.7071	0.6667	0.6533	0.6366
h7	1	0.454	0.4030	0.3871	0.3679
h9	1	0.156	0.113	0.119	0.109
h11	1	0.1564	0.1273	0.1190	0.1093

2.4.2.2 Coefficient de raccourcissement

Dans le cas d'un bobinage à pas raccourci l'ouverture des bobines est inférieure à 180° . Le coefficient de raccourcissement K_{rh} est le rapport entre ce que donne le bobinage réel et ce que donnerait le bobinage à pas diamétral. Il est indépendant du nombre de phase. Il est défini par :

$$K_{rh} = \sin\left(\frac{h \cdot \gamma \cdot \pi}{2}\right) \quad (2.32)$$

Avec :

h : le rang de l'harmonique,

γ le raccourcissement des bobines.

Ainsi, la suppression d'un harmonique donné et de tous ses multiples impose un raccourcissement égal à:

$$\gamma = \frac{2 \cdot n}{h}$$

avec n un entier.

Exemple :

- Pour éliminer l'harmonique 3, il faut que $\gamma = \frac{2 \cdot 1}{3} = \frac{2}{3}$;
- Pour éliminer l'harmonique 5, il faut que $\gamma = \frac{2 \cdot 2}{5} = \frac{4}{5}$;
- Pour éliminer l'harmonique 7, il faut que $\gamma = \frac{2 \cdot 3}{7} = \frac{6}{7}$;
- etc...

Cette méthode ne permet pas une élimination simultanément de deux harmoniques. En revanche, on peut minimiser deux harmoniques impairs consécutifs en se plaçant à des valeurs intermédiaires ; par exemple un pas de $3/4$ minimise les harmoniques 3 et 5, un pas de $5/6$ minimise les harmoniques 5 et 7, et ainsi de suite.

La figure (2.16) présente l'évolution du coefficient de raccourcissement des quatre premiers harmoniques en fonction du raccourcissement. On peut voir que pour $\gamma = 1$ et $\gamma = 0.5$ tous les harmoniques présentés ont les mêmes amplitudes. Cependant, le cas $\gamma = 1$ n'implique pas une modification du bobinage alors que le cas $\gamma = 0.5$ induit non seulement une complexité du bobinage mais aussi réduit d'avantage le niveau d'induction.

Pour une machine pentaphasée et suivant les harmoniques exploitables, le choix d'un raccourcissement de γ compris entre 0.9 et 1 est plus intéressant. En effet, en dehors de cette plage, l'harmonique perturbateur de rang h7 est dominant et le fondamental très amorti.

Le choix d'un raccourcissement inférieur à 1 se paie par une complexité accrue de fabrication, à laquelle s'ajoute une diminution de l'efficacité du bobinage. En effet, il faut alors prévoir dans les encoches une isolation entre faisceaux qui réduit la place disponible pour le cuivre. De plus, il favorise le risque de défaut de court-circuit entre deux phases différentes [67].

Le choix d'un raccourcissement $\gamma = 1$ (bobinage est diamétral), qui n'implique pas une modification du bobinage, constitue le cas le plus utilisé dans le milieu industriel à cause de sa simplicité de mise en œuvre dans le processus de bobinage.

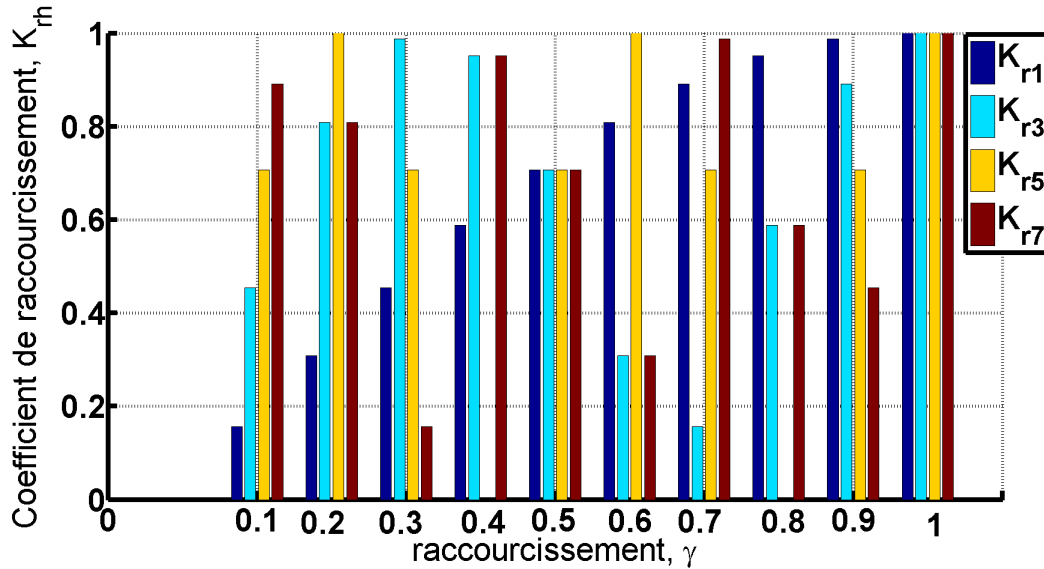


FIGURE 2.16 – Influence du raccourcissement du bobinage

2.4.2.3 Coefficient d'inclinaison

Les harmoniques de denture sont des phénomènes à ne pas négliger lors de la conception d'une machine électrique. Ces harmoniques sont dus à la présence des encoches qui créent des perturbations locales du champ magnétique et à la forme de la force magnétomotrice [68].

Pour diminuer les effets de ces harmoniques, il est possible d'augmenter la taille de l'entrefer. Les perturbations engendrées par les encoches se feront moins sentir sur les armatures rotatives (la FEM). Cependant, il faut faire attention au dimensionnement de l'entrefer car il est crucial pour les performances de la machine. Ainsi, la solution la plus courante pour réduire les harmoniques de denture dans les machines synchrones est le vrillage ou l'inclinaison des encoches [69]. En inclinant les encoches, l'attaque de celles-ci devant un aimant se fera d'une manière plus douce et engendrera moins de perturbations.

Cette inclinaison est chiffrée par un angle λ et elle est exprimée en pas dentaire. La figure (Fig.2.17) montre le processus d'inclinaison. Sans inclinaison, la droite MN est considérée sur la structure des encoches. Pour une inclinaison quelconque, la droite MN' est considérée sur la structure du des encoches.

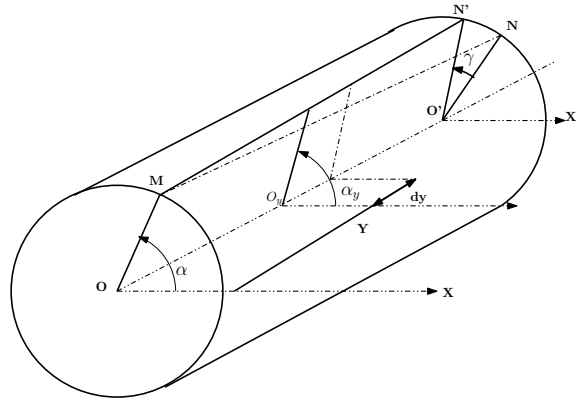


FIGURE 2.17 – illustration de l'inclinaison

Le coefficient d'inclinaison dépend du nombre de pas dentaire considéré, du nombre de phase et du nombre d'encoche par pôle et par phase. Pour un harmonique, il est défini par K_{ih} :

$$K_{ih} = \frac{\sin\left(\frac{h \cdot \lambda \cdot \pi}{2 \cdot m \cdot q}\right)}{\frac{h \cdot \gamma \cdot \pi}{2 \cdot m \cdot q}} \quad (2.33)$$

Où :

p est le nombre de paire de pôles.

γ représente l'inclinaison en pas dentaire.

Un harmonique d'encoche de rang $h = 2k + 1$ peut être éliminé en annulant K_{ih} , donc en choisissant un λ tel que :

$$\lambda = \frac{2 \cdot m \cdot q}{h} + 1 \quad (2.34)$$

Dans le cas où l'inclinaison des encoches n'est pas choisi ($\lambda = 0$), tous harmoniques restent présents sans aucune atténuation quelque soit le nombre d'encoche par pôle et par phase choisi.

Pour un nombre de phase égal à cinq ($q=5$), la figure Fig.2.18 illustre l'évolution du coefficient d'inclinaison en fonction du rang des harmoniques pour une inclinaison d'un pas

dentaire et pour deux valeurs du nombre d'encoche par pôle et par phase ($m = 1$ et $m = 2$). Le pas d'inclinaison influe fortement sur le filtrage des harmoniques d'encoches. Pour un nombre d'encoche par pôle par phase égal à 2 ($m = 2$) et un choix d'une inclinaison d'un pas dentaire ($\lambda = 1$), on peut voir que les harmoniques d'encoches de rang 19 et 21 sont fortement atténués. Le choix d'une inclinaison d'un pas dentaire ($\lambda = 1$) et d'un nombre d'encoche par pôle et par phase unitaire ($m = 1$) réduit fortement tous les harmoniques. Comme souvent, il convient donc de faire des compromis entre la valeur de l'inclinaison qui modifie le niveau de l'induction donc de la FEM induite et l'atténuation des harmoniques nuisibles.

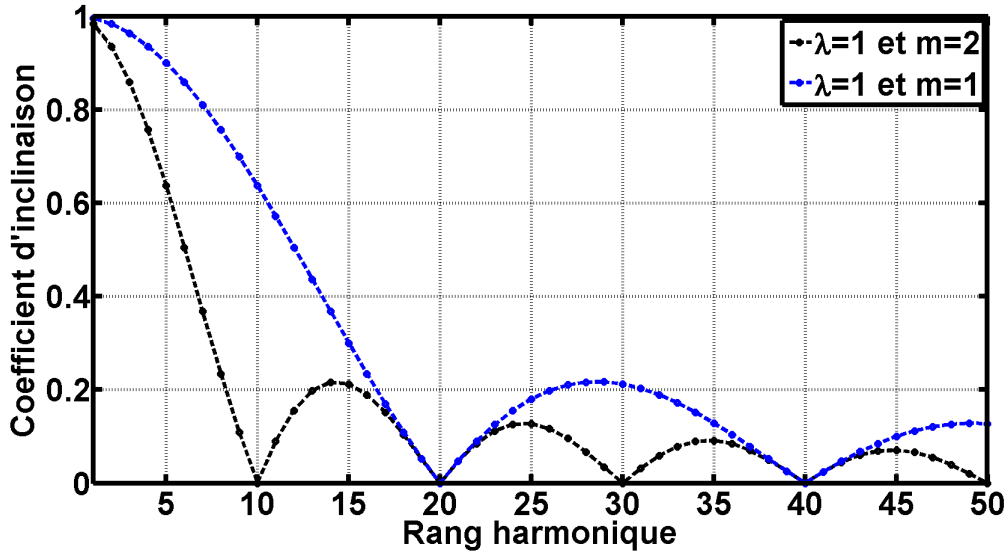


FIGURE 2.18 – Impact du nombre d'encoches par pôle et par phase sur le coefficient d'inclinaison

2.4.3 Filtrage par inclinaison des encoches

Nous avons montré, dans la section 2.3, que la présence de certains harmoniques dans le contenu de la force électromotrice a des conséquences néfastes qui se manifestent sous forme d'ondulations sur le couple électromagnétique. La solution proposée qui est basée sur la modification de la structure du rotor de référence (ouverture $\beta = 1$ sans inclinaison) a permis de résoudre ce problème.

Dans ce qui suit, nous allons investiguer l'effet du rang d'harmonique de la FEM sur la qualité du couple électromagnétique.

En tenant compte de la simplicité de mise œuvre, de la réduction des défauts, à la réduction des oscillations de couple et de la quantité de couple maximal produite, nous choisissons de modifier à la fois la structure du stator et du rotor. Concernant le stator nous choisissons pour toutes les configuration de FEM un nombre d'encoche par pôle et par phase unitaire et avec ou sans inclinaison d'un pas dentaire, comme illustré dans le tableau Tab.2.6.

TABLE 2.6 – Paramètres du bobinage et de l'ouverture des aimants

Rotor	Coefficient d'ouverture des aimants	β	1	$\frac{6}{7}$	$\frac{2}{3}$
Stator	Raccourcissement du bobinage	γ	1	1	1
	Nombre encoche/pôle/phase	m	1	1	1
	Inclinaison des encoches	λ	0/1	0/1	0/1

Pour le rotor, nous choisissons les ouvertures d'aimants suivantes :

- Une ouverture de $\beta = 1$ qui constitue le cas de référence ;
- Une ouverture de $\beta = \frac{6}{7}$ pour supprimer l'harmonique de rang sept et ses multiples sur le contenu harmonique de la FEM ;
- Une ouverture de $\beta = \frac{2}{3}$ pour supprimer l'harmonique de rang trois et ses multiples sur le contenu harmonique de la FEM.

Pour le calcul des niveaux d'induction, le tableau (Tab.2.7) présente les valeurs des paramètres clé sur la la conception du stator et du rotor.

TABLE 2.7 – Densité de flux suivant l'ouverture β et l'inclinaison λ

		h	1	3	5	7	9
		K_i	98.36	85.84	63.66	36.79	10.93
Sans inclinaison ($\lambda = 0$)	$\beta = 1$	$\left(\frac{B_{mgh}}{B_{mg1-\beta=1}}\right) (\%)$	100	33.3	20.0	14.2	11.1
	$\beta = \frac{6}{7}$	$\left(\frac{B_{mgh}}{B_{mg1-\beta=1}}\right) (\%)$	97.49	26.06	8.68	0	4.82
	$\beta = \frac{2}{3}$	$\left(\frac{B_{mgh}}{B_{mg1-\beta=1}}\right) (\%)$	86.61	0	17.32	12.37	0
Avec inclinaison ($\lambda = 1$)	$\beta = 1$	$\left(\frac{K_i \cdot B_{mgh}}{B_{mg1-\beta=1}}\right) (\%)$	98.36	28.58	12.73	5.22	1.21
	$\beta = \frac{6}{7}$	$\left(\frac{B_{mgh}}{B_{mg1-\beta=1}}\right) (\%)$	95.90	22.37	5.52	0	0.53
	$\beta = \frac{2}{3}$	$\left(\frac{K_i \cdot B_{mgh}}{B_{mg1-\beta=1}}\right) (\%)$	85.15	0	11.03	4.55	0

Une simulation est réalisée pour une d'ouverture d'aimant considérée et faisant varier l'apparition des harmoniques au niveau de la FEM. On ajoute progressivement les harmoniques de FEM jusqu'au rang h=101. Pour générer du couple, nous injectons un courant fondamental et un courant d'harmonique trois de façon à garder les mêmes pertes joules dans la machine. Sur les résultats, une attention particulière est portée sur l'ordre d'apparition des harmoniques de la FEM, sur le niveau et la qualité du couple électromagnétique pour les différents profils de FEM.

La figure (Fig.2.19) montre l'évolution des ondulations de couple en fonction du rang des harmoniques présents sans inclinaison des encoche (Fig.2.19.a) et avec inclinaison d'un pas dentaire des encoches (Fig.2.19.b). Sans inclinaison des encoches, on remarque clairement de fortes fluctuations sur les ondulations de couple pour des rangs faibles et celles-ci se stabilisent pour des rangs d'harmonique élevés. D'après ce résultat, le fait de simplifier et de se limiter aux harmoniques de rang faibles génère une erreur d'interprétation. En pratique, avec la présence de tous les harmoniques ($h=101$), cette erreur s'atténue, car les ondulations de couple sont constantes. L'étude menée permet d'affirmer que la formulation de garder les deux premiers harmoniques de la FEM pour étudier le comportement de la machine pentaphasée n'est pas applicable à n'importe quel rang d'harmonique. Selon le rang d'harmonique à travers lequel nous considérons les ondulations, l'analyse des résultats mène à des conclusions divergentes. Mais, dans sa globalité, sans inclinaison, ces résultats montrent qu'il reste toujours difficile de satisfaire la qualité de couple.

Ce problème du choix sur les deux premiers harmoniques est résolu par l'inclinaison d'un pas dentaire des encoches du stator. Avec cette inclinaison, on voit que les ondulations de couple liées à la présence d'harmoniques nocifs sont fortement réduites. On obtient des ondulations de couple inférieures à 3%. Le choix d'une inclinaison d'un pas dentaire permet de résoudre à la fois : la question sur le choix d'arrêt pour l'étude des harmoniques et la réduction des perturbations (interactions, ondulation de couple) pour chaque profil de FEM.

La figure (Fig.2.20) présente les résultats obtenus en ce qui concerne le couple moyen (couple utile). Quel que soit l'ouverture des aimants, le couple moyen sans inclinaison reste légèrement supérieur à celui obtenu avec inclinaison, car l'inclinaison amortie faiblement le poids des harmoniques de FEMs utiles pour la génération de couple. Dans le tableau (Tab.2.7) le poids du troisième harmonique, qui est dominant dans le plan secondaire pour les cas $\beta = 1$ et $\beta = \frac{6}{7}$, est nul pour $\beta = \frac{2}{3}$.

La figure (Fig.2.20) présente les couples moyens produits. Ils sont indépendants du rang d'harmoniques considéré. D'une manière générale, on note aussi que l'augmentation de l'ouverture des aimants évolue parallèlement avec le couple produit. L'injection de l'harmonique trois dans les courant de phase favorise l'augmentation du couple moyen. En effet, il est démontré dans [49] qu'à pertes joules égales qu'une machine à FEM non-sinusoïdale produit plus de couple qu'une machine à FEM sinusoïdale avec l'exploitation des harmoniques utiles ($h1$ et $h3$).

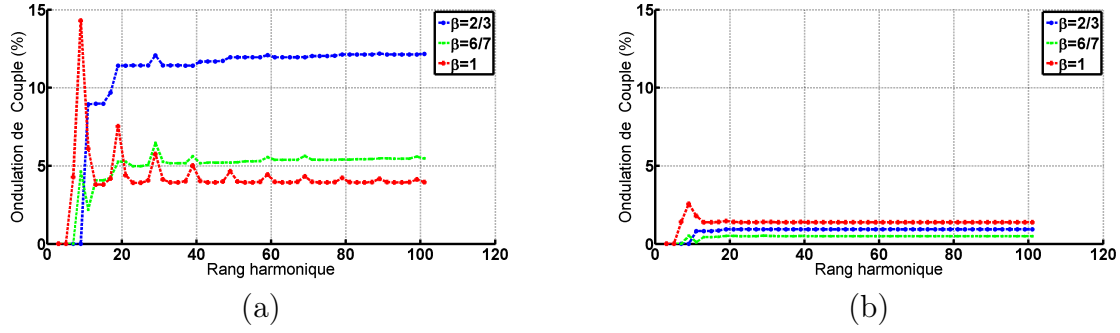


FIGURE 2.19 – Influence du rang d’harmonique sur les ondulations de couple pour différentes ouvertures des aimants (β) : (a) sans inclinaison $\lambda = 0$ et (b) avec inclinaison $\lambda = 1$

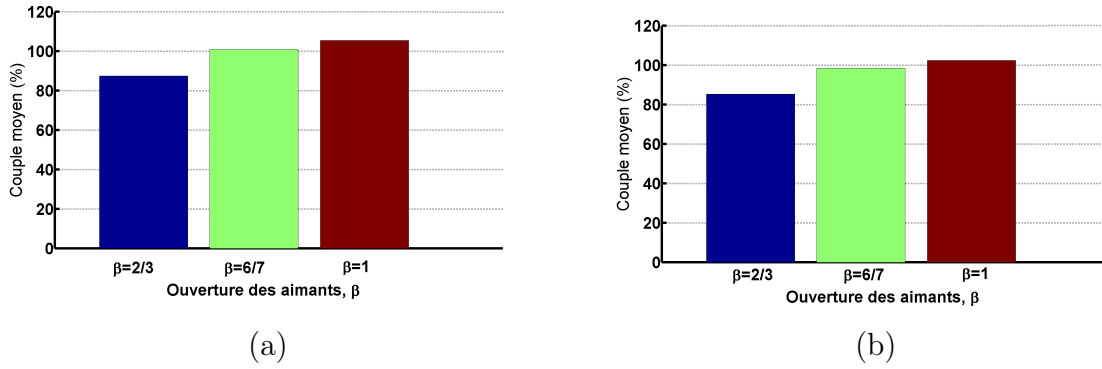


FIGURE 2.20 – Couple moyen pour différents profils de FEM : (a) sans inclinaison $\lambda = 0$ et (b) avec inclinaison $\lambda = 1$

2.5 Synthèse de différents profils de FEM d’une machine pentaphasée

Dans ce qui suit nous souhaitons mettre en place différents profils de FEM qui permettront de générer du couple électromagnétique tout en minimisant l’impact nuisible des harmoniques pour établir les premiers éléments de conception d’une machine pentaphasée. Nous synthétisons trois profils de FEM un profil de FEM de forme sinusoïdale, et deux profils de FEM de forme non-sinusoïdale. Le premier profil de FEM de forme sinusoïdale doit présenter un fondamental avec une amplitude élevée par rapport aux autres harmoniques. Les deux profils de FEM de forme non-sinusoïdale doivent présenter deux harmoniques dominants à savoir le fondamental et l’harmonique de rang trois.

2.5.1 Machine à FEM non-sinusoïdale

La figure (Fig.2.21) illustre la forme d’onde de l’induction et sa répartition spectrale pour une ouverture complète $\beta = 1$ et affectée du coefficient de bobinage ($m=1$, $\gamma = 1$ et $\lambda = 1$). Le

spectre harmonique contient les premiers harmoniques dominants (h1 à h7). Les autres sont atténuées par l'inclinaison des encoches par rapport au cas sans inclinaison (voir Tab.2.7). Il présente un taux de distorsion global de 31.74% avec la présence de l'harmonique h5. Sachant que le couplage de la machine est en étoile le THD est estimée à 29.08 % du fondamental. On note la présence de l'harmonique de rang sept (h7), mais avec une pourcentage faible. D'ailleurs malgré cette présence en exploitant, les deux premiers harmoniques, les ondulations de couple représentent un faible pourcentage soit 1.4% (voir Fig.2.19.b).

La figure (Fig.2.22) présente la forme d'onde et le spectre d'une autre configuration qui possède le même stator avec une ouverture de réduite de six septième ($\beta = \frac{6}{7}$). Elle présente une forme d'onde beaucoup plus arrondie et au niveau du spectre, on peut voir l'absence de l'harmonique de rang sept (h7). Avec ce profil de FEM, en exploitant les harmoniques pour produire du couple, on a des ondulations de couple plus faible (soit 0.5%) du fait de l'absence de l'harmonique sept sur la FEM (voir Fig.2.19.b). Une évaluation qualitative du taux de distorsion harmonique en se référant au tableau (voir Tab.2.7) nous donne une valeur de 23.01% avec la présence de l'harmonique de rang cinq et un taux de 22.38% sans la présence de l'harmonique de rang cinq.

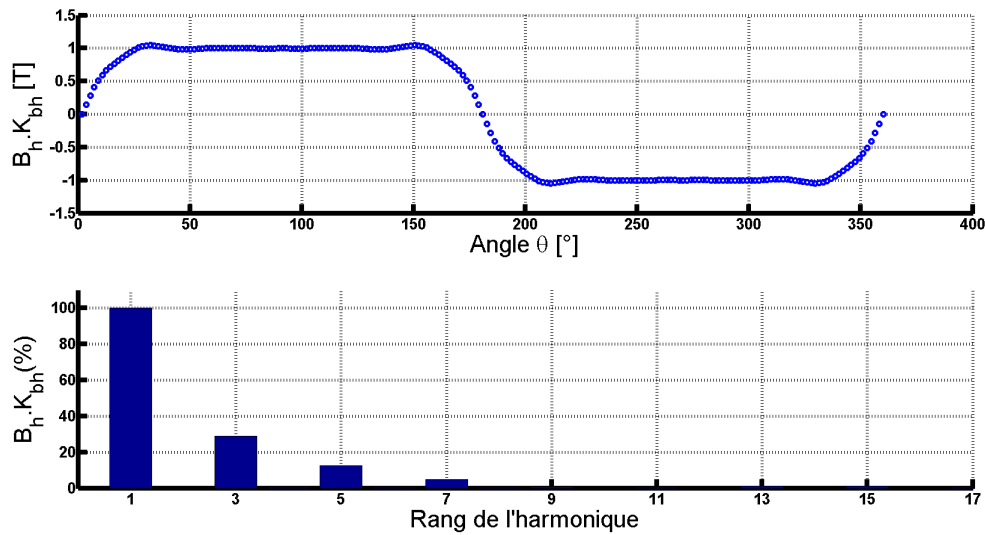


FIGURE 2.21 – Représentation de la forme d'onde et de son spectre pour $\beta = 1$ et $\lambda = 1$: Taux de distorsion harmonique de 29.08%

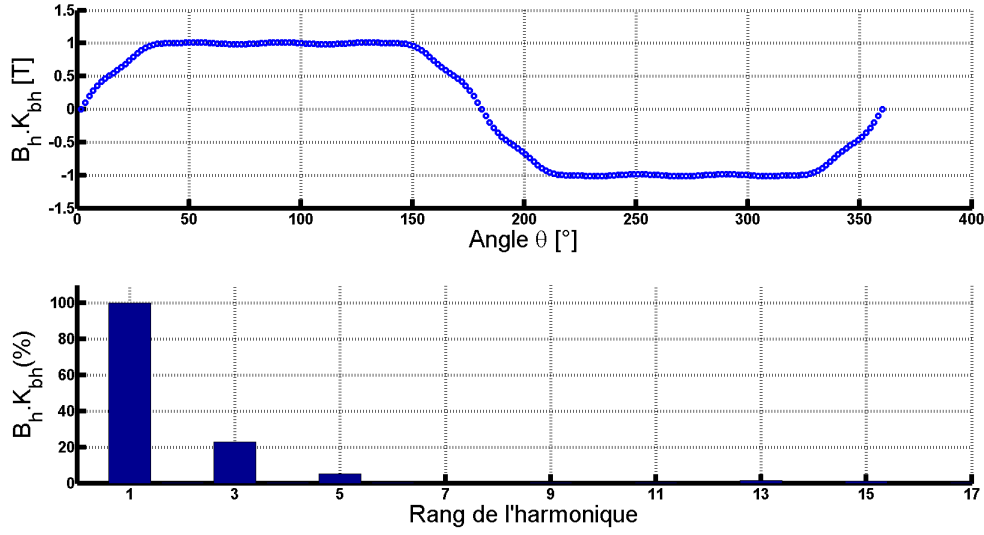


FIGURE 2.22 – Représentation de la forme d'onde et de son spectre pour $\beta = \frac{6}{7}$ et $\lambda = 1$: Taux de distorsion harmonique de 22.38%

D'après les résultats montrés précédemment sur l'atténuation des ondulations de couple et sur le rang des harmoniques de FEM avec le choix d'une inclinaison d'un pas dentaire, on peut se limiter sur les deux premiers harmoniques dominants pour la partie dimensionnement pour le cas d'une machine synchrone à aimants permanents pentaphasée. En mettant en évidence l'effet de la force électromotrice sur le couple, on obtient :

Pour une génératrice dont la FEM contient uniquement les deux composantes fondamentales (h1 et h3). En se référant au modèle de Park défini précédemment, la FEM résultant dans chaque sous-espace peut s'écrire :

$$\begin{cases} E_{pd} = 0 \\ E_{pq} = \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot p \cdot \Omega \cdot \Phi_{m1} \\ E_{sd} = 0 \\ E_{sq} = 3\sqrt{\frac{5}{2}} \cdot p \cdot \Omega \cdot \Phi_{m3} \end{cases} \quad (2.35)$$

En exploitant le fondamental et l'harmonique de rang trois, on parvient à produit deux couple, comme suit :

$$\begin{cases} \Gamma_p = \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot p \cdot \Phi_{m1} \cdot I_{pq} \\ \Gamma_s = 3\sqrt{\frac{5}{2}} \cdot p \cdot \Phi_{m3} \cdot I_{sq} \\ \Gamma_h = 0 \end{cases} \quad (2.36)$$

2.5.2 Machine à FEM sinusoïdale

Afin d'établir un profil de FEM comportant juste un fondamental avec une amplitude majoritaire par rapport aux autres harmoniques, nous avons imposé les paramètres de dimensionnement suivant : un ouverture des aimants de $\beta = \frac{2}{3}$, un inclinaison d'un pas dentaire $\lambda = 1$ avec un nombre d'encoche par pôle et par phase et un bobinage diamétral. La figure (Fig.2.23) présente la forme d'onde et le spectre du signal d'induction. Dans ce cas, la forme du signal d'induction est plus proche d'une sinusoïde. Dans le spectre, l'harmonique de rang trois est absente et celui de rang sept (h7) fortement atténué. Ici, en exploitant les premiers harmoniques, on peut produire du couple qu'avec le fondamental de la FEM. La présence de l'harmonique de rang cinq s'élimine par le couplage en étoile de la machine. Le taux de distorsion harmonique de la FEM est estimé à 4.55% (voir Fig.2.19.b) et les ondulations de couple à 0.94% du couple nominal (voir Fig.2.19.b).

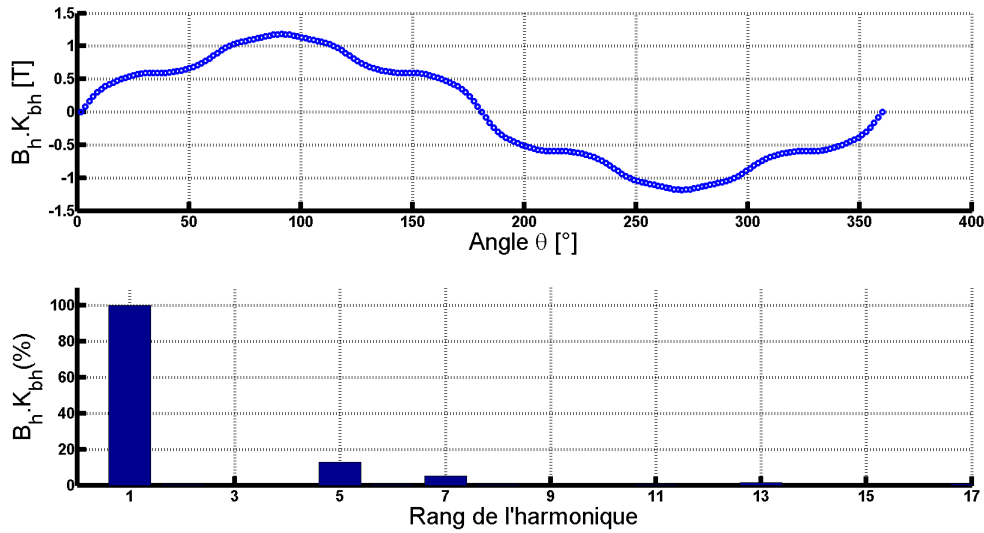


FIGURE 2.23 – Représentation de la forme d'onde et de son spectre pour $\beta = \frac{2}{3}$ et $\lambda = 1$: Taux de distorsion harmonique de 0.94%.

De même, en se référant au modèle de Park, une machine dont la FEM ne contient que le fondamental (h1), c'est à dire la machine principale. La FEM s'écrit alors dans chaque sous-espace :

$$\begin{cases} E_{pd} = 0 \\ E_{pq} = \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot p \cdot \Omega \cdot \Phi_{m1} \\ E_{sd} = 0 \\ E_{sq} = 0 \end{cases} \quad (2.37)$$

Dans cette configuration, la machine ne produit du couple qu'avec sa composante fondamentale :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Gamma_p = \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot p \cdot \Phi_{m1} \cdot I_{pq} \\ \Gamma_s = 0 \\ \Gamma_h = 0 \end{array} \right. \quad (2.38)$$

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation dynamique d'une machine polyphasée et investigué les impacts des harmoniques d'espace de la FEM sur le comportement d'une machine pentaphasée. Nous avons montré que la génératrice pentaphasée est fortement sensible sur les harmoniques contenus dans la FEM. L'amplitude et la présence de certains harmoniques nocifs dégradent la qualité du couple obtenu. Pour éliminer ou réduire l'impact de ces harmoniques, par rapport à une topologie de machine de référence, nous avons choisi de modifier à la fois la structure du rotor et du stator.

D'une manière générale, on peut conclure que pour produire du couple utile avec de faibles perturbations, il faut réduire d'avantage l'influence des harmoniques sur le premier composant le plus dominant de chaque sous machine (le fondamental pour la machine principale (h1) et l'harmonique de rang trois (h3) pour la machine secondaire).

Le rang des harmoniques influence fortement sur la qualité de couple, mais, pour les ouvertures d'aimants étudiées, le choix de l'inclinaison des encoches du stator d'un pas dentaire permet de limiter cette influence et de valider l'hypothèse sur la limitation des premiers harmoniques.

Cette partie a permis de dégager les premiers éléments clé de conception d'une machine de type pentaphasée.

Les éléments de conclusion, tels que les différents profils de FEM mis en place et le modèle de Park de la machine, seront utilisés dans les chapitres suivants.

Chapitre 3

Modélisation technico-économique des éléments de la chaîne de conversion d'énergie en vue de l'optimisation Multi-objectif

Sommaire

3.1	Introduction	76
3.2	Description de la chaîne de conversion	76
3.3	Évaluation du potentiel énergétique	77
3.4	Méthodologie d'optimisation de l'ensemble génératrice-redresseur MLI	79
3.5	Modèles en vue de l'optimisation	80
3.5.1	Détermination des dimensions et paramètres du générateur	80
3.5.2	Détermination des éléments du convertisseur	91
3.5.3	Détermination du coût de la structure	94
3.6	Conclusion	95

3.1 Introduction

La conception de machine électrique est souvent réalisée dans les conditions de fonctionnement nominal. Pour les applications hydroliennes le fonctionnement est fortement cyclique, car il est guidé par les différents états de mer. Ainsi, la conception de la chaîne de conversion pour un seul point de fonctionnement donnée peut dégrader les performances sur le cycle et engendrer des surcoûts. Face à ce comportement cyclique, la mise en place d'un dimensionnement optimal de la chaîne conversion qui garantit de bonnes performances sur tout le cycle devient une nécessité. De plus, le dimensionnement d'une chaîne de conversion d'énergie nécessite la connaissance de différents modèles électriques, thermiques, les modèles économiques des éléments le constituant.

Ce chapitre est consacré à la mise en place des différents outils de conception d'une de conversion hydrolienne en tenant compte du potentiel énergétique d'un site hydrolien.

- Dans un premier temps, nous commencerons par une description de l'architecture de la chaîne de conversion hydrolienne.
- Dans un second temps, nous développerons la démarche de dimensionnement adoptée.
- Dans un troisième temps, nous allons détailler les différents modèles qui seront utilisés pour l'optimisation de la chaîne de conversion.

3.2 Description de la chaîne de conversion

L'architecture tolérante aux défauts de notre chaîne de conversion hydrolienne est présentée dans la figure (Fig.3.1). Elle est constituée des éléments suivants :

- La source hydrolienne composée par les courants marins.
- Un multiplicateur de vitesse à deux étages présentant un ratio de 29,6 pour augmenter la vitesse.
- D'une génératrice synchrone à aimants permanents pentaphasée.
- Un redresseur MLI à cinq bras. Ce redresseur est associé à un système de contrôle qui impose les lois de commande.
- Un onduleur triphasé qui pilote la tension de bus continu, la forme du courant renvoyé au réseau triphasé ou la puissance réactive.

Dans le cadre de nos travaux, l'étude se limite au bus continu du redresseur. Nous allons considérer le profil du site hydrolien à la sortie du multiplicateur de vitesse, la génératrice pentaphasée (géométrie), le redresseur MLI à cinq bras et la commande associée.

Suivant les exigences du cahier de charges, on cherche à dimensionner de façon optimale la génératrice pentaphasée qui peut être sinusoïdale ou non-sinusoïdale ainsi que le redresseur statique à cinq bras.

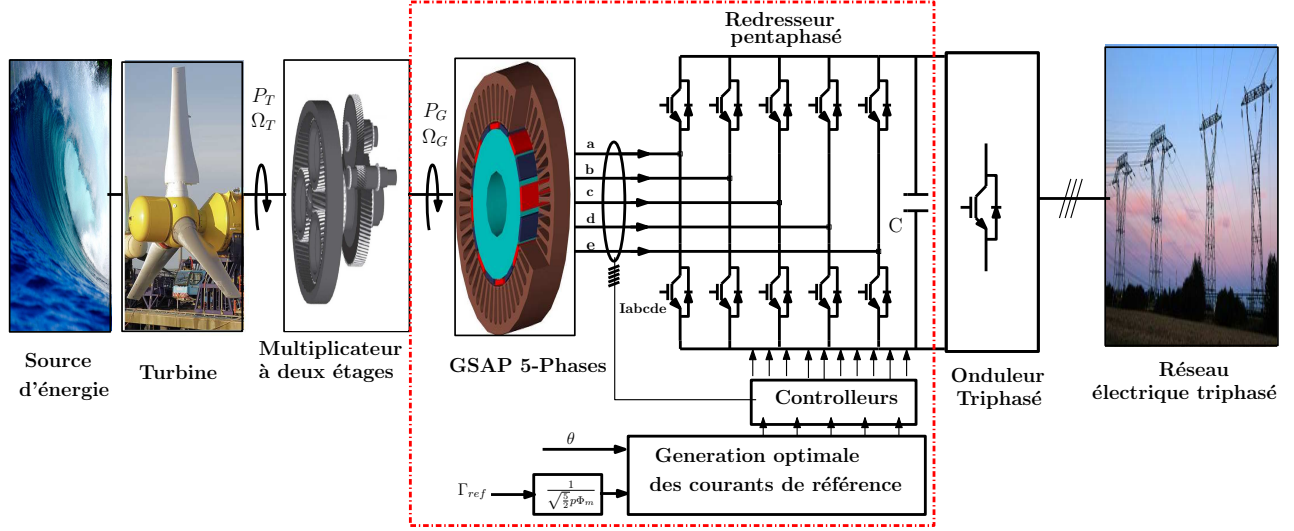


Figure 3.1 – Schéma représentant la chaîne de conversion étudiée (Ensemble machine-convertisseur)

3.3 Évaluation du potentiel énergétique

L'évaluation du potentiel énergétique d'un site de production d'énergie hydrolienne est indispensable avant toute installation. A chaque endroit de la chaîne de conversion, le potentiel énergétique du site de production peut être évalué. En effet, cette évaluation peut se faire à la sortie de la turbine, à la sortie du multiplicateur de vitesse, à la sortie du générateur. Elle reflète la quantité d'énergie électrique ou mécanique en kilowatt heure qu'on peut extraire. Cependant, cette évaluation est guidée par la quantité de données disponibles (mesures, caractéristiques ou profil de puissance des éléments). Elle peut être estimée soit par un modèle permettant de prendre en compte la partie mécanique de la turbine et du multiplicateur, soit par une estimation basée sur une campagne de mesures. La méthode basée sur un relevé réel du profil du site semble plus réaliste pour l'estimation du potentiel énergétique. Par ces mesures, la vitesse moyenne des courants de marée peut être prédite à long terme. De plus, grâce au comportement cyclique des sites hydroliens, le temps de fonctionnement du générateur pour chaque vitesse des courants marins peut être évalué pour une durée bien déterminée.

Dans cette étude, nous exploitons les données obtenues à partir d'une campagne de mesures pour le site de Raz-Blanchard fourni par l'entreprise General Electric (GE). Comme illustré sur la figure (Fig.3.2), les données reçues reflètent le profil de la puissance mécanique à la sortie du multiplicateur de vitesse, le profil de la vitesse de rotation à la sortie multiplicateur,

le nombre d'heure annuel de fonctionnement pour chaque point de fonctionnement en fonction de la vitesse des courants marins.

On relève de ces mesures que :

- La vitesse des courants marins, à partir de laquelle le système hydrolien commence à produire de l'énergie, est de **1.1m/s**.
- La vitesse des courants marins, à partir de laquelle le système hydrolien est mis à l'arrêt par des mesures de sécurité, est de **4.2 m/s**.
- La vitesse de base ou vitesse nominale à la sortie du multiplicateur de vitesse est de **400 tr/min**.
- Les vitesses de courants marins qui gravitent autour de **2.5 m/s** représentent les points de fonctionnement les plus sollicités au cours de l'année.

En se basant sur ces données disponibles, on peut déduire l'énergie annuelle du site à la sortie du multiplicateur de vitesse (Equ (3.1)). Elle est obtenue en combinant la puissance mécanique avec la distribution du nombre d'heure de fonctionnement pour chaque vitesse des courants marins.

Pour le site considéré, l'énergie annuelle exploitable à la sortie du multiplicateur de vitesse est estimée à $4696.7 MWh$. Il est important de souligner que la mise en place des éléments électriques (machine, convertisseur) réduit cette énergie. Dans les étapes suivantes, l'idée est de mettre en place ces éléments et d'extraire au mieux cette énergie malgré les pertes électriques qui peuvent intervenir.

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{an} = \sum_j^{N_B} P_{G,j} t_j \end{array} \right. \quad (3.1)$$

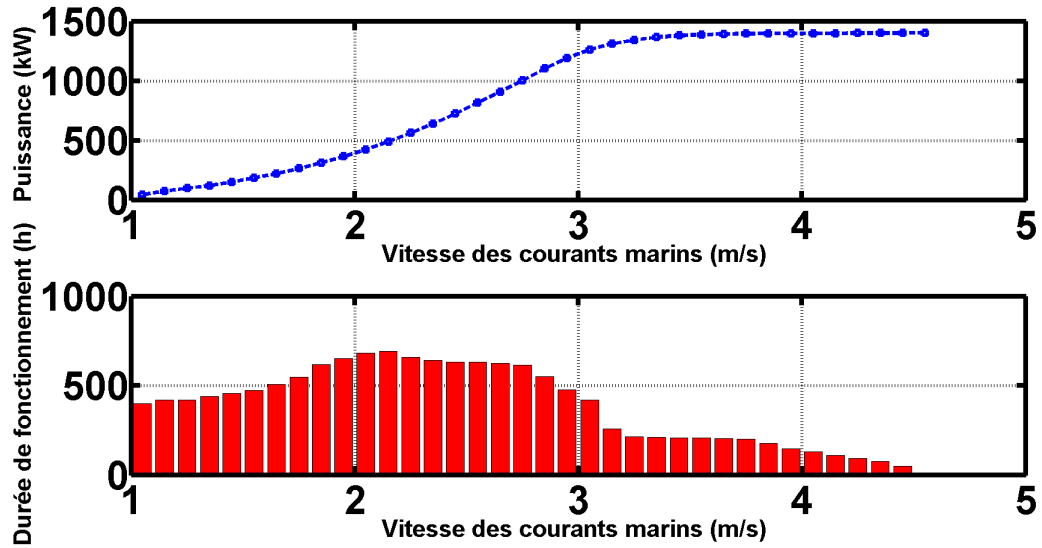
Où :

j : Rang de la vitesse considérée et N_B le nombre total de point ;

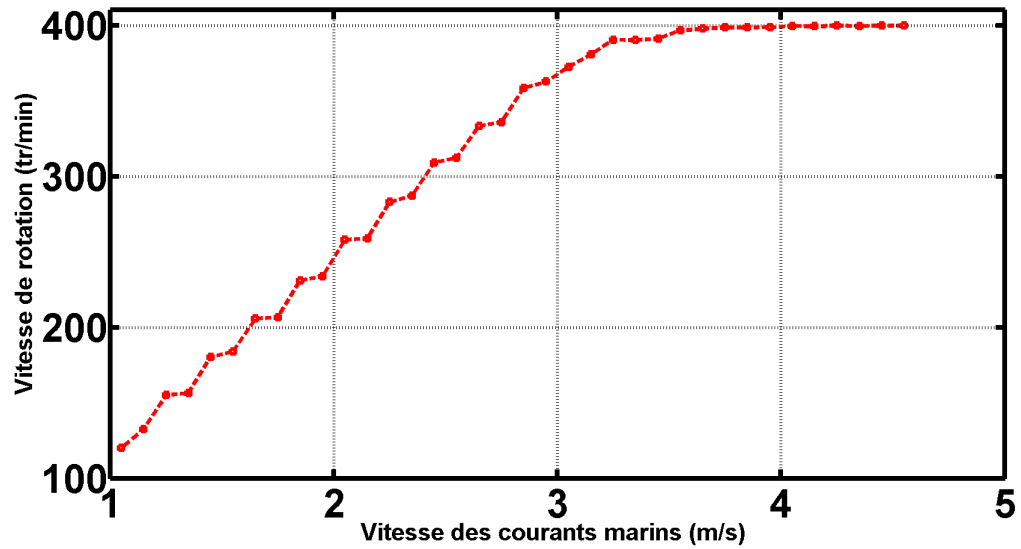
V_j : Vitesse des courants marins ;

$P_{G,j}$: Puissance extraite à la sortie du multiplicateur de vitesse ;

t_j : Le nombre d'heure au point de fonctionnement (j) pour une durée d'un an.



(a) Évolution de la puissance et du nombre d'heures de fonctionnement en fonction des courants marins



(b) Vitesse de rotation de la machine en fonction des courants marins

Figure 3.2 – Caractéristique du site et vitesse du générateur

3.4 Méthodologie d'optimisation de l'ensemble génératrice-redresseur MLI

Dans cette étude, on se fixe comme objectif de produire le maximum d'énergie électrique disponible permettant de réduire le coût d'investissement. Les données d'entrée du problème sont le profil de la puissance à la sortie de la turbine et la vitesse (Fig.3.2.b) ainsi que les

caractéristiques physiques des matériaux utilisés et leurs prix (aimants, matériaux ferromagnétiques). Les variables d'optimisation sont les paramètres géométriques de la machine et la puissance apparente du convertisseur.

Cette méthodologie d'optimisation est basée sur le modèle analytique en régime permanent de la machine synchrone. Ce modèle permet de calculer les différentes grandeurs de la machine avec une précision acceptable et plus proche des modèles en éléments finis, lesquels nécessitent plus de temps de calcul.

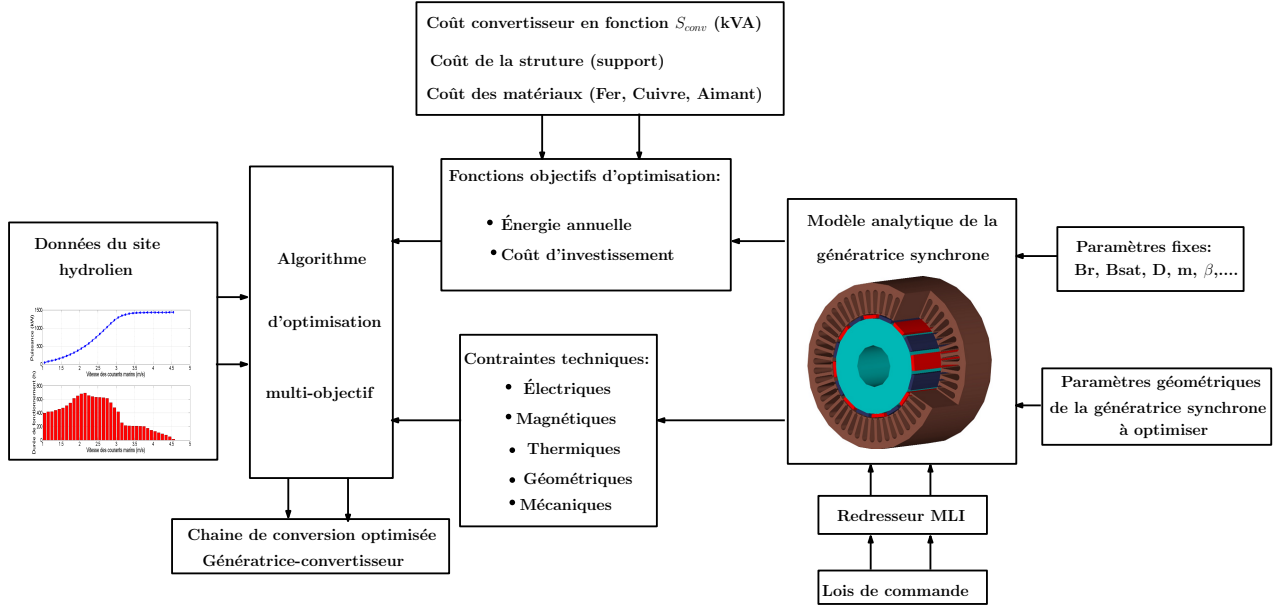


Figure 3.3 – Méthodologie d'optimisation

3.5 Modèles en vue de l'optimisation

3.5.1 Détermination des dimensions et paramètres du générateur

La figure (3.4) montre la géométrie d'une machine synchrone à aimants permanents et la définition des paramètres géométriques sur lesquels est basé le dimensionnement.

Les paramètres géométriques de la machine synchrone à aimants permanents sont les suivants :

- Le nombre de paires de pôles p ;
- La largeur des encoches W_{slot} ;
- Le rayon d'entrefer R_s ;
- La hauteur de la culasse statorique h_{yoke} ;

- La hauteur de la culasse rotorique h_r ;
- La hauteur des encoches h_{slot} ;
- L'épaisseur de l'entrefer mécanique l_g ;
- La hauteur des aimants h_m ;
- La longueur active de la génératrice L ;

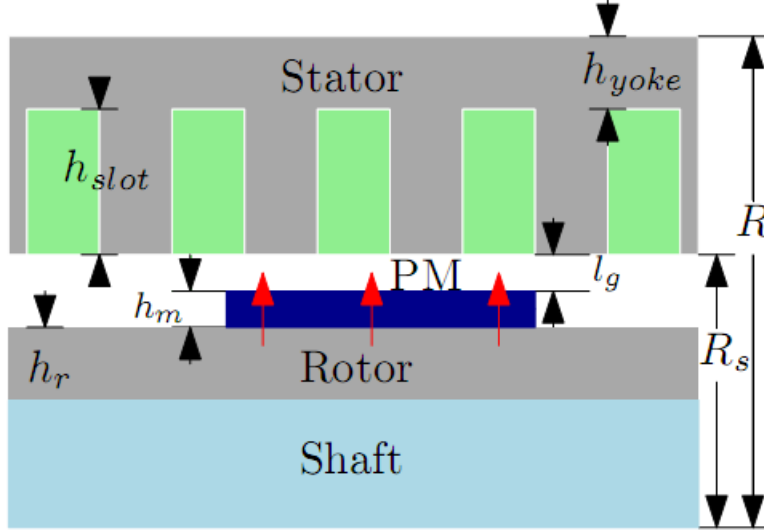


Figure 3.4 – Dimensions principales de la génératrice pentaphasée

3.5.1.1 Paramètres géométriques

Les dimensions de la machine s'expriment en fonction de certains paramètres qui nécessitent d'être explicités.

Le pas polaire statorique de la machine, qui est une grandeur exprimée en mètre, représente l'arc entre deux pôles successifs d'un enroulement statorique [70]. Il est défini à partir de l'équation suivante :

$$\tau_p = \frac{2\pi R_s}{p} \quad (3.2)$$

Le pas dentaire est calculé suivant l'expression suivante :

$$\tau_d = \frac{2\pi R_s}{Z_s} \quad (3.3)$$

Où, Z_s est le nombre d'encoches statoriques.

Le nombre d'encoche au stator est donné par :

$$Z_s = 2.m.q.p \quad (3.4)$$

Où :

m représente le nombre d'encoches par pôle et par phase.

p est le nombre de paires de pôles et q désigne le nombre de phase.

Le nombre de conducteur par encoche est donné par :

$$N_{ce} = \frac{N_s}{m.p} \quad (3.5)$$

Où : N_s représente le nombre de conducteur par phase.

La section des conducteurs de cuivre peut être calculée en tenant compte du facteur de remplissage du cuivre :

$$S_{cu} = \frac{W_{slot} \cdot h_{slot} \cdot k_f}{N_{ce}} \quad (3.6)$$

La densité surfacique du cuivre est donnée par :

$$J = \frac{I_s}{S_{cu}} \quad (3.7)$$

La densité linéique représente le nombre d'Ampère tour par mètre pour une charge spécifique donnée. Pour les machine synchrones, elle peut prendre des valeurs comprises entre 7500 et 15 000 A/m. Elle est obtenue par le nombre de conducteurs, sa densité surfacique et la surface de occupée par quantité de cuivre dans les encoches est défini par :

$$A = \frac{2qN_s J.S_{cu}}{2\pi R_s} \quad (3.8)$$

$$A = \frac{2qN_s I_s}{2\pi R_s} \quad (3.9)$$

3.5.1.2 Calcul de l'induction

La détermination de l'induction au milieu de l'entrefer pour chaque harmonique de rang h se fait comme suit :

$$B_{gh} = \frac{4}{\pi} \frac{B_{max} \cdot \sin(\frac{h\beta\pi}{2})}{h} \quad (3.10)$$

La valeur maximal B_{max} dépend de la hauteur des aimants, de la longueur équivalente de l'entrefer l_{geq} et de l'induction rémanente.

$$\begin{cases} B_{max} = \frac{B_r}{1 + \frac{l_{geq}}{h_m}} \\ l_{geff} = l_g + \frac{h_m}{\mu_{r;PM}} \\ l_{geq} = l_g + (K_c - 1)l_{geff} \end{cases}$$

Pour tenir compte de l'effet des encoches, on considère une augmentation de l'entrefer en utilisant le coefficient de Carter. Le coefficient de Carter (K_c) est défini par [70] :

$$\begin{cases} K_c = \frac{\tau_d}{\tau_d - K_k W_{slot}} \\ K_k = \frac{2}{\pi} \left[\arctan\left(\frac{W_{slot}}{2l_{eff}}\right) - \frac{2l_{eff}}{W_{slot}} \ln \sqrt{1 + \frac{W_{slot}}{2l_{eff}}} \right] \end{cases}$$

3.5.1.3 Calcul des inductances

Les inductances dans les enroulements constituent les éléments indispensables pour établir le modèle et le contrôle d'une machine électrique. L'inductance propre d'une phase est matérialisée par L_0 , Elle représente la somme de l'inductance magnétisante et de l'inductance de fuite. Les inductances mutuelles L_1 et L_2 sont directement liées à l'inductance magnétisante suivant la position des phases et aux harmoniques [70, 71, 72].

$$\begin{cases} L_0 = M \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{K_{bh}}{h}\right)^2 + l_{fuite} \\ L_1 = M \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{K_{bh}}{h}\right)^2 \cos\left(\frac{2\pi h}{5}\right) \\ L_2 = M \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{K_{bh}}{h}\right)^2 \cos\left(\frac{4\pi h}{5}\right) \end{cases} \quad (3.11)$$

Où : K_{bh} est le coefficient de bobinage. h est le rang des harmoniques.

Le calcul de l'inductance magnétisante (M) et l'inductance de fuites (l_{fuite}) est basée sur les éléments de conception de la machine. L'inductance magnétisante M est donnée par la relation suivante :

$$M = \frac{4q \cdot \mu_0 \cdot N_s^2 \cdot R_s L}{\pi \cdot (l_{geq} + h_m) \cdot p^2} \quad (3.12)$$

L'inductance de fuite est composée de deux termes : le premier représente l'effet des fuites dans les encoches et le deuxième représente l'effet des fuites entre les pointes des dents. Le calcul des inductances de fuites dépend de la géométrie des encoches statoriques (encoches circulaires, trapézoïdale, rectangulaire, etc...), du type de bobinage (bobinage simple couche ou double couche) [73]. Sachant que la saturation du circuit magnétique due aux flux de fuites est négligée, les inductances de fuites globales sont obtenues comme suit :

$$l_{fuite} = \left(\frac{4q}{Z_s}\right) (\Lambda_{slot} + \Lambda_d) \mu_0 \cdot L \cdot N_s^2 \quad (3.13)$$

Où : q est le nombre de phase, μ_0 est la perméabilité du vide. h_m est la hauteur des aimants. Λ_{slot} et Λ_d sont respectivement les permanences équivalentes de l'encoche et des inductances de fuites de dent à dent.

Pour une géométrie d'encoche de forme rectangulaire (Fig.3.4), la permanence due aux encoches est déterminée comme suit [74, 75] :

$$\Lambda_{slot} = \frac{h_{slot}}{3\tau_d} \quad (3.14)$$

Dans les machines électriques en particulier celles présentant un grand entrefer, les lignes de champs peuvent se refermer entre deux dents consécutives sans traverser l'autre paroi de

l'entrefer. Ces lignes de champs constituent des flux de fuite qui représentent une partie de l'inductance de fuite (inductance de fuite entre dents). Les inductances de fuites entre les dents sont déterminées à travers la permanence Λ_d , par la relation suivante :

$$\Lambda_d = \frac{5 \left(\frac{l_{geq} + h_m}{W_{slot}} \right)}{5 + 4 \left(\frac{l_{geq} + h_m}{W_{slot}} \right)} \quad (3.15)$$

3.5.1.4 Calcul des pertes machines (P_{Joule} et P_{fer})

La conversion d'énergie par une machine électrique s'accompagne de pertes d'énergie qui constituent des sources de chaleur dans la machine. Cette énergie perdue est liée à plusieurs phénomènes qui existent dans diverses parties de la machine au cours de son fonctionnement. Les différentes pertes considérées dans le générateur sont les pertes dans les conducteurs électriques (pertes cuivre) et les pertes dans les conducteurs magnétiques (pertes fer). Les pertes mécaniques existent, mais ces dernières sont généralement très faibles comparées aux pertes électriques donc sont négligées [76]. L'obtention du modèle de ces différentes pertes dans le processus d'optimisation va permettre de garantir un dimensionnement optimal plus réaliste de la génératrice. Pour ces modèles, les pertes sont calculées pour chaque point (j) de fonctionnement du cycle.

Les pertes cuivre :

Les pertes cuivre communément appelées pertes par effet Joule sont dues à la circulation d'un courant dans un bobinage. Ces courants découlent à la différence de tension existant aux bornes des enroulements du stator. Ces pertes sont déterminées à partir des valeurs des courants efficaces injectés et de la résistance équivalente d'un enroulement (R_{cu}). Suivant le nombre de phase de la machine, elles peuvent être calculées en utilisant la formule (3.16). Elles sont dépendant des courants injectées dans les différentes sous-espaces.

$$\begin{cases} P_{cu,j} = 5 \cdot r_s \cdot I_{st}^2 = r_s \cdot (I_{dp,j}^2 + I_{qp,j}^2 + I_{ds,j}^2 + I_{qs,j}^2) \\ = r_s \cdot [I_{dp,j}^2 + I_{qp,j}^2] + r_s \cdot [I_{ds,j}^2 + I_{qs,j}^2] \\ = P_{cu,j-p} + P_{cu,j-s} \end{cases} \quad (3.16)$$

Pertes magnétiques dans les tôles statoriques :

Les pertes magnétiques, qui sont dues aux variations de la densité de flux, dépendent des caractéristiques physiques des matériaux utilisés. Ces pertes peuvent être classées en deux principaux groupes :

- Les pertes dues à l'influence des ondes magnétiques sur le matériau. L'application d'un champ magnétique variable sur un matériau électrique donne naissance à des tensions induites et des courants dans le matériau selon la loi de Faraday. Ce courant sera orienté de manière à s'opposer à la cause qui lui a donné naissance selon la loi de Lenz. Ces

courants induits dans le matériau magnétique sont appelés courants de Foucault. Ils sont responsables d'une dissipation de chaleur par effet Joule de la masse conductrice. Cette dissipation thermique est influencée par la structure du matériau. En effet, elle est beaucoup plus importante pour la même masse de tôle dans un matériau à tôle massive qu'avec un matériau à tôle fines isolées. Ainsi, pour la limitation de cette dissipation dans les circuits magnétiques, ces derniers sont constitués de tôles feuilletées fines isolées par une couche de résine.

- Les pertes dues aux caractéristiques internes du matériau magnétique. Les domaines magnétiques constitue une région d'un circuit magnétique Où les moments magnétiques sont orientés dans la même direction, l'aimantation est donc uniforme. Ces derniers sont limités par des parois, Où l'alimentation change progressivement de direction. Ainsi, le changement de la direction du champ magnétique dans un matériau magnétique entraine un changement de direction des domaines magnétiques notamment appelés domaines de Weiss. Le changement de direction nécessite une énergie dissipée lors du mouvement des domaines magnétiques. Cette énergie dissipée sous forme de chaleur constitue les pertes par pertes par hystérésis.

Contrairement aux pertes joules qui sont obtenues avec une grande précision, la détermination des pertes fer est plus complexe. Dans la littérature, l'estimation des pertes fer a fait l'objet de plusieurs travaux de recherches [77, 78, 79]. Il existe un certain nombre de méthodes pour estimer les pertes magnétiques dans les tôles d'une machine électrique. Comme expliqué dans [80, 81], une façon cohérente consiste à calculer les pertes magnétiques à partir de la relation BH utilisée dans un modèle temporel transitoire, tels que les effets des pertes magnétiques sont directement visibles en tant que perturbations de la tension et du courant aux bornes de la machine. Malheureusement, il peut être très difficile de créer et de prendre du temps pour exécuter un tel modèle. Une approche alternative communément utilisée dans [82] consiste à déduire une estimation des pertes magnétiques à partir de l'induction. Cette approche permet d'assurer une formulation simple et efficace des pertes directement intégrable dans un processus d'optimisation.

Ainsi pour les déterminer, une approche analytique basée sur la somme des pertes par courants de Foucault et des pertes par hystérésis dans les dents et dans la culasse statorique est adoptée. Les pertes par hystérésis sont générées en parcourant un cycle d'hystérésis et sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique et à la fréquence électrique de l'induction magnétique :

$$P_h(f, B^2) = K_H f . M_x . B_m^2$$

Les pertes par courants de Foucault sont proportionnelles au carré du flux magnétique et de la fréquence au carré

$$(P_F(f^2, B^2) = K_F f^2 . M_x . B_m^2)$$

Pour un matériau de masse M_x exposé à un champ magnétique sinusoïdal de fréquence f , l'expression générale des pertes magnétiques dans les tôles statoriques est :

$$P_{fer} = [K_H f + K_F f^2] \cdot M_x \cdot B_m^2 \quad (3.17)$$

Avec:

K_H : le coefficient de pertes par hystérésis.

K_F :le coefficients de pertes par par courant de Foucault.

Ces coefficients sont identifiés par chaque type de tôle considéré [83]. B_m est la densité de flux maximal dans le matériau. Les coefficients des pertes peuvent être approximés connaissant les pertes massiques de la tôle utilisée (données par le constructeur). Pour un matériau de type M400-50A, les valeurs des coefficients sont $K_H = 0.021631 W/(kg.T^2.Hz^2)$ et $K_F = 0.00019293 W/(kg.T^2.Hz^2)$.

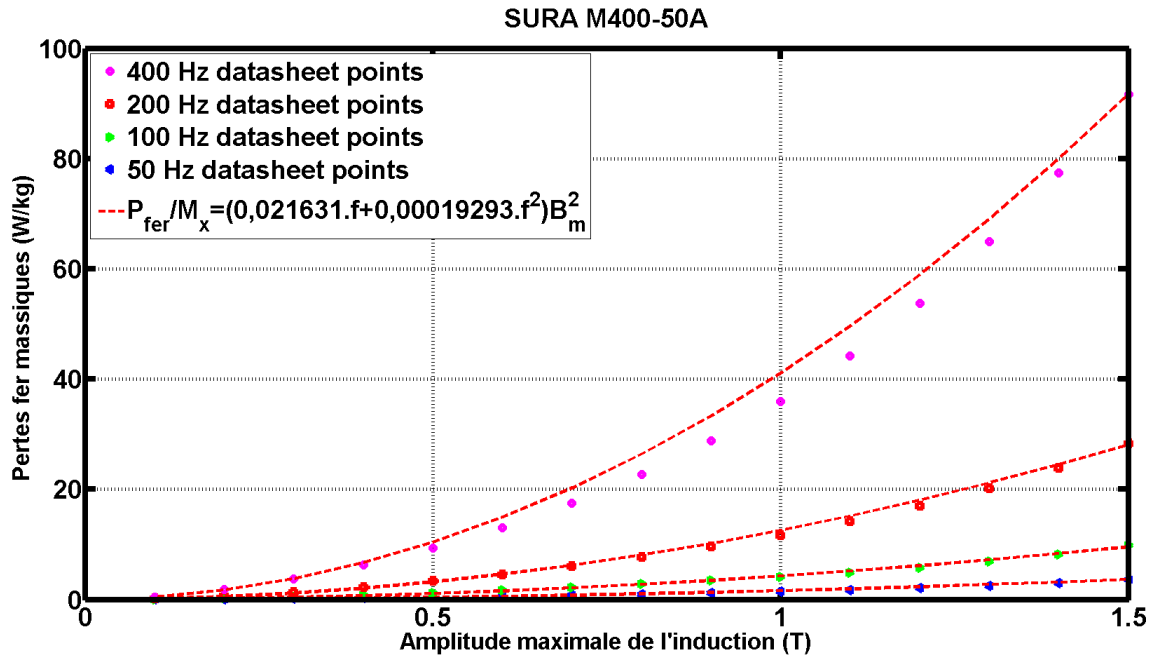


Figure 3.5 – Densité de pertes dans le circuit magnétique de type M400-50A en fonction du niveau d'induction pour différentes fréquences.

En pratique, la variation de la densité de flux en fonction du temps produit par la machine ne sera pas sinusoïdale, car elle inclura tous les effets de la géométrie du moteur lorsque le rotor se déplace devant le stator. Si le matériau magnétique (acier) fonctionne dans sa zone linéaire, les pertes pourraient être décomposées rigoureusement en éléments se produisant à des fréquences différentes qui sont additionnées pour obtenir les pertes totales. Même si les propriétés des matériaux ne sont pas linéaires, une méthode approximative largement utilisée pour estimer les pertes magnétiques consiste à supposer que les pertes peuvent encore être décomposées en plusieurs composantes se produisant à différentes fréquences [84, 85, 86]. L'expression des pertes magnétiques peut ensuite être appliquée à chaque harmonique et les

résultats sont additionnés pour obtenir une approximation des pertes magnétiques totales. Mathématiquement pour une machine à FEM non sinusoïdale, la formulation du modèle des pertes fer peut être représentée comme suit:

$$P_{fer} = \sum [K_H.(h.f) + K_F.(h.f)^2] . M_x . B_{mh}^2 \text{ avec } h = 1, 3 \quad (3.18)$$

Où B_{mh} est la densité de flux accordée à l'harmonique de rang h .

La somme des pertes fer dans les dents et dans la culasse statorique constitue les pertes fer globales statoriques. Elles sont calculées séparément dans les différentes régions de la machine, car la densité de flux dans les dents et dans la culasse statorique est différente. B_{m-cul} et $B_{m-dents}$ représentent respectivement l'induction maximale dans la culasse et dans les dents. Elles sont obtenues en utilisant la loi de Gauss par la conservation du flux dans l'entrefer [87].

$$\begin{cases} B_{m-Yoke} = \frac{\tau_p \cdot B_g}{2 \cdot h_{yoke}} \\ B_{m-Teeth} = \frac{B_g}{k_t} \end{cases} \quad (3.19)$$

En combinant les équations (3.18) et (3.19), les pertes fer statoriques totales sont déduites avec d'une part les pertes dans la culasse ($P_{fer-Yoke}$) et d'autre part les pertes dans les dents ($P_{fer-Yoke}$) pour chaque rang d'harmonique.

$$P_{fer-tot,j} = P_{fer-Yoke,j} + P_{fer-Teeth,j} \\ = \sum [K_H.(h.f) + K_F.(h.f)^2] . (M_{dents} . B_{mh-Teeth}^2 + M_{Yoke} . B_{mh-Yoke}^2) \text{ avec } h = 1, 3 \quad (3.20)$$

3.5.1.5 Modèle thermique

Les machines électriques sont constituées de plusieurs composants. Certains de ces composants se dégradent rapidement sous l'effet de la température. Parmi les composants les sensibles du point de vu thermique d'une machine électrique, on retrouve principalement les isolants (isolants d'encoche, vernis, résines), les roulements, etc... Donc des températures excessives de la machines peuvent réduire sa durée de vie. Pour éviter les dégradations liées aux excès de température, il est important d'avoir une estimation du modèle thermique de la machine.

L'augmentation de la température dans une machine électrique est due à plusieurs composantes de pertes telles que les pertes cuivre, les pertes fer, les pertes par frottement. L'obtention d'un modèle thermique fait intervenir plusieurs paramètres tels que le mode de transfert de la chaleur, les différents milieux (cuivre, fer, isolation). En effet, le transfert thermique chaleur peut être rayonnée ou accompagnée d'un refroidissement. Le refroidissement peut

être assuré par un liquide par convection. Vue la complexité des différents éléments qui interviennent, il est souvent difficile d'avoir un modèle thermique très précis [88, 89, 90]. Dans cette étude, un modèle thermique simple est utilisé. Ce modèle permet, à partir d'une analyse globale, d'évaluer la température de bobinage et la température dans le circuit magnétique (fer) [91].

La détermination de la température des conducteurs de cuivre installés dans les encoches est basée sur le transfert thermique par conduction. Les pertes cuivre par unité de longueur dans une encoche peuvent être calculées comme suit :

$$\frac{p_{cu}}{L} = \frac{\rho_{cu}}{S_{cu}N_o}(N_o I_s)^2 = \rho_{cu} J \cdot A_t \quad (3.21)$$

Où : $I_s = J \cdot S_{cu}$ et $A_t = N_o I_s$ représente respectivement le courant statorique et le nombre d'Ampère tours.

La surface d'échange thermique par unité de longueur pour une encoche de la largeur (W_{slot}) et de longueur h_{slot} peut être exprimée comme suit :

$$\frac{S_{cu}}{L} = (2h_{slot} + W_{slot}) \quad (3.22)$$

En négligeant le refroidissement thermique au niveau de l'entrefer et en supposant que la température reste homogène au niveau des conducteurs du cuivre, l'échauffement au niveau des conducteurs s'écrit alors :

$$\Delta\theta_{cu} = R_{th} \cdot \frac{p_{cu}}{L} = \frac{1}{\lambda_e} \frac{t_{is}}{\frac{S_{cu}}{L}} \frac{p_{cu}}{L} \quad (3.23)$$

Où :

- R_{th} est la résistance thermique par unit de longueur de l'isolation.
- λ_e est la conductivité thermique de l'isolation.
- t_{is} représente l'épaisseur de l'isolation. Elle est fixée à une valeur typique d'isolation (1mm).

En combinant, les équations (3.23) et (3.22), l'expression de l'échauffement thermique des conducteurs devient :

$$\Delta\theta_{cu} = K \cdot A_t J \frac{t_{is}}{2h_{slot} + W_{slot}} \quad (3.24)$$

Où : le coefficient K est défini par $K = \frac{\rho_{cu}}{\lambda_e}$. Il dépend de la caractéristique physique de l'isolation et il est compris entre 0.25×10^{-6} et 0.6×10^{-6} (S.I). Dans cette thèse, la valeur $K = 0.6 \times 10^{-6}$ (S.I) est utilisée.

Cette formulation de l'échauffement dans les conducteur montre qu'il est l'image du produit $A_t J$ qui à défaut d'avoir un modèle thermique peut indiquer l'évolution de la température.

La détermination de la variation de température dans les paquets de tôle statoriques (fer) est déterminée en tenant compte de l'ensemble des pertes considérées. Dans cette étude les pertes cuivre et les pertes fer sont considérées. Ainsi, en supposant que la température reste uniforme dans les dents et dans les encoches, la variation de température dans les tôles s'écrit comme suit :

$$\Delta\theta_{fer} = \frac{1}{h_{fer}} \frac{P_{fer-tot} + P_{cu}}{2\pi (R_s L + (R^2 - R_s^2))} \quad (3.25)$$

Où : h_{fer} est le coefficient d'échange thermique. Il varie selon le mode de refroidissement adopté [92]. Pour un refroidissement par convection naturelle et par radiation $h=10\text{W}/\text{m}^2\text{K}$ et pour un refroidissement par convection forcée h est compris entre 50 et 300 $\text{W}/\text{m}^2\text{K}$. Dans ce cas, le système de refroidissement doit donc évacuer une puissance importante dans un volume réduit. Dans cette thèse, la convection forcée est choisi et le coefficient d'échange thermique est fixé à 100 $\text{W}/\text{m}^2\text{K}$. La surface d'échange thermique est définie par $S_d = 2\pi (R_s L + (R^2 - R_s^2))$.

Ainsi, pour une température ambiante donnée, la température de bobinage dans les enroulements du stator obtenue comme étant la somme de l'échauffement dans les conducteurs, dans les paquets de tôles et de la température ambiante. La température ambiante dépend fortement du milieu d'exploitation, elle est souvent fixée à 40°C pour des machines exposées dans un environnement chaud. Toutefois, pour notre application hydrolienne cette température est fixé à 20°C en supposant que le générateur est installée sous l'eau.

$$T_{cu} = \Delta\theta_{cu} + \Delta\theta_{fer} + T_A \quad (3.26)$$

La température dans le circuit magnétique des tôles est déterminée par :

$$T_{fer} = \Delta\theta_{fer} + T_A \quad (3.27)$$

Cette formulation de l'échauffement thermique dans la machine permet de voir que la température dans la machine est plus élevée dans le bobinage statorique.

3.5.1.6 Calcul masse et volume du générateur

Dans cette partie, nous allons déterminer le volume et la masse de la machine en fonction de la topologie, et les dimensions et les types de matériaux utilisés. L'approche de calcul adoptée est basée sur la détermination du volume et de la masse des parties actives de la machine. Dans cette approche, on néglige l'apport des matériels requis pour la mise en place de l'arbre moteur, les roulements et le système de refroidissement.

Suivant leur fonction, la nature et le positionnement de matériaux dans la machine sont différents. En effet, les paquets de tôles au niveau du stator et du rotor sont composés par un alliage d'acier de fer de type M400-50A. Les aimants permanents situés au niveau du rotor sont de type N35SH. Le bobinage est composé de bobines en cuivre.

Ainsi, suivant leur positionnement, le calcul des volumes et des masses des différents matériaux constituant la machine sont résumé dans le tableau (Tab.3.1). La masse de chaque matériaux est déduite directement du volume par la masse volumique.

TABLE 3.1 – Calcul des volumes et des masses des matériaux

		Volumes	Masses
Aimants		$V_{magn} = 2ph_m L \tau_p \beta$	$M_{magn} = \rho_{magn} \cdot V_{magn}$
Cuivre		$V_{copper} = 2pqm N_s k_L S_{cu}$	$M_{copper} = \rho_{copper} \cdot V_{copper}$
Fer	Dents	$V_{dents} = 2pqm W_{slot} \cdot h_{slot} L \cdot k_{fer}$	$M_{dents} = \rho_{iron} \cdot V_{dents}$
	Culasse statorique	$V_{cul} = \pi(R^2 - (R - h_{slot})^2) \cdot L \cdot k_{fer}$	$M_{cul} = \rho_{iron} \cdot V_{cul}$
	Culasse rotorique	$V_{rotor} = \pi [(R_s - h_m - l_g)^2 - (R_s - h_m - l_g - h_r)^2] L \cdot k_{Fe}$	$M_{rotor} = \rho_{iron} \cdot V_{rotor}$

Le volume d'aimants (V_{magn}) reflète la quantité d'aimants intégrée dans le rotor. Le volume du cuivre (V_{copper}) est représenté par l'ensemble de la quantité de cuivre installée dans les encoches.

Le volume de fer actif (V_{iron}) est considéré comme la somme du volume des dents du stator, de la culasse du stator et de la culasse du rotor. La masse active est considérée comme la masse du volume actif.

$$V_{iron} = V_{dents} + V_{cul} + V_{rotor} \quad (3.28)$$

$$M_{iron} = M_{dents} + M_{cul} + M_{rotor} \quad (3.29)$$

Le volume global et la masse totale de la génératrice sont considérés respectivement comme étant la somme du volume et de la masse de tous les matériaux le constituant :

$$V_{gen} = V_{iron} + V_{copper} + V_{magn} \quad (3.30)$$

$$M_{gen} = M_{iron} + M_{copper} + M_{magn} \quad (3.31)$$

3.5.1.7 Calcul coût du générateur

Le coût d'une machine électrique est fonction d'un grand nombre de variables [93]. Il ne peut être évalué qu'avec approximation car il dépend :

- Des équipements de fabrication (degré de modernité des équipements, degré d'automatisation, capacité de production annuelle, investissements nécessaires, etc.).
- Du coût de la main-d'œuvre (faible dans les pays du tiers monde, élevé en Amérique du Nord, en Europe et le Japon).
- De la qualité des matériaux (les matériaux de bonne qualité coutent plus cher) et beaucoup d'autres aspects.

Il est difficile de prendre en compte de tous ces facteurs dans un calcul mathématique général du modèle des coûts. Toutefois, une approche logique consiste à sélectionner les composants les plus représentatifs du coût total et de les exprimer en fonction des dimensions de la machine [93].

Ainsi, dans notre application le coût du générateur est estimé en fonction du volume des matériaux présents. La machine synchrone considérée comporte trois matériaux différents à savoir les aimants, le cuivre et le fer. Le bobinage statorique est composé par le cuivre. Les aimants installées à la surface du rotor jouent le rôle d'inducteur. Les circuits magnétiques statorique et rotorique sont constitués de tôles magnétiques en acier de fer.

Le coût de la génératrice pentaphasée est approximé par l'équation suivante :

$$C_{gen} = c_{magn}M_{magn} + c_{iron}M_{iron} + c_{copper}M_{copper} \quad (3.32)$$

Où :

c_x et M_x sont respectivement le coût massique [€/ kg] et la masse volumique des matières premières [kg/m^3] telle que le cuivre dans les enroulements, les matériaux ferromagnétiques(fer) et les aimants permanents du rotor. Les différentes masses précitées pour le calcul du coût du générateur sont résumées dans le tableau (Tab.3.1).

Les coûts spécifiques du fer, du cuivre et des aimants ne peuvent être donnés de manière précise, car ils dépendent dans une large mesure du marché. Les valeurs typiques suivantes, qui tiennent compte du prix de l'isolation obtenus chez un fournisseur pour l'assemblage des machines, ont été choisies.

TABLE 3.2 – Masses volumiques et prix des matériaux

Matériaux	Masse volumiques (kg/m^3)	coût massique
Aimants (N44SH)	$\rho_{magn} = 7400$	$c_{magn} = 30 \text{ €/kg}$
Cuivre	$\rho_{copper} = 8960$	$c_{copper} = 6 \text{ €/kg}$
Fer	$\rho_{iron} = 7870$	$c_{iron} = 1 \text{ €/kg}$

3.5.2 Détermination des éléments du convertisseur

3.5.2.1 Pertes dans le convertisseur

Dans le convertisseur d'électronique de puissance, le passage des courants de charge et la commutation des semi-conducteurs engendrent des pertes.

Les pertes dans le convertisseur statique (redresseur) se décomposent en deux types : les pertes par conduction et les pertes par commutation. Les pertes par conduction sont liées aux courants traversant les semi-conducteurs pendant une durée dépendante du rapport cyclique et de la tension de seuil des composants considérés. Elles sont aussi tributaires de la fonction de modulation utilisée. Dans [94, 95, 96], les formules permettant de calculer les pertes par conduction en fonction de la fonction de modulation sont présentées. Les publications [97, 98] présentent quelques informations sur la définition de ces fonctions de modulation.

En ce qui concerne les pertes par commutation, elles dépendent de l'énergie dissipée lors des changements d'état des semi-conducteurs commandables. Elles sont proportionnelles à la fréquence de commutation et au courant [99].

Pour obtenir la formulation des différentes pertes précitées, le calcul est fait sur un composant du redresseur à cinq bras composé d'un IGBT en parallèle avec une diode.

Les pertes par conduction pour un seul semi-conducteur à IGBT sont exprimées par l'équation (3.33). De la même manière les pertes par conduction apparaissant dans une diode peuvent être explicitées par l'équation (3.34). Les pertes par commutation qui apparaissent dans les semi-conducteurs commandables (IGBT) sont obtenues par l'équation (3.35).

$$P_{cond,igbt} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{CE,igbt} \cdot i(\theta) \cdot \tau_{igbt}(\theta) d\theta \quad (3.33)$$

$$P_{cond,diode} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{CE,diode} \cdot i(\theta) \cdot \tau_{diode}(\theta) d\theta \quad (3.34)$$

$$P_{sw} = F_{MLI} B_{sw} \frac{I_{max}}{\pi} \quad (3.35)$$

Où:

- $V_{CE,igbt}$ et $V_{CE,diode}$ sont la tension entre l'émetteur et le collecteur de IGBT et de la diode. Elles sont obtenues grâce aux tensions seuil ($V_{o,igbt}$ et $V_{o,diode}$) et aux résistances différentielles ($R_{d,igbt}$ et $R_{d,diode}$) de chaque semi-conducteur considéré.

$$V_{CE,igbt} = V_{o,igbt} + R_{d,igbt} \cdot i(\theta)$$

$$V_{CE,diode} = V_{o,diode} + R_{d,diode} \cdot i(\theta)$$

- τ_{igbt} et $\tau_{diode}(\theta)$ sont les rapport cyclique de l'IGBT et de la diode. Ils sont fonction de l'angle électrique de la génératrice synchrone.

Dans la machine synchrone l'exploitation des FEM pour produire du couple nécessite l'injection des harmoniques de courants bien spécifiques. Pour le redresseur, cela se traduit par la mise en place d'une fonction de modulation comportant les harmoniques exploités. Cette fonction de modulation permet de prendre en compte les niveaux de tension du convertisseur et le couplage de la machine.

D'une manière générale, on définit le rapport cyclique par :

$$\tau(\theta) = \frac{1}{2}(1 + M_d \cdot F(\theta + \varphi)) \quad (3.36)$$

Avec:

- M_d est l'indice de modulation, il est défini par le rapport de la tension simple maximale appliqué sur une phase sur la moitié de la tension du bus continu ($M_d = \frac{2V_{max}}{U_{dc}}$).
- La fonction $F(\theta + \varphi)$ reflète la forme d'onde du signal modulant comparé à la MLI qui présente une fréquence élevée ($F(\theta + \varphi) = \delta [\sin(\theta + \varphi) + z \cdot \sin(3(\theta + \varphi))]$). Dans le cas d'une alimentation par une MLI à porteuse triangulaire de valeur moyenne nulle qui est comparée à un signal modulant de type sinusoïdal, on $z = 0$ et $\delta = 1$. Et pour le cas d'un signal modulant comportant le fondamental et le troisième harmonique ,

on ($z = \frac{1}{6}$ et $\delta = \frac{2}{\sqrt{3}}$). L'injection de l'harmonique de rang trois sur la fonction de modulation permet d'augmenter la valeur de la tension de phase de 15% comparé à une modulation de type sinusoïdale [95].

Pour chaque composant semi-conducteur, le rapport cyclique est différencié. On obtient $\tau_{igbt}(\theta)$ pour l'IGBT et $\tau_{diode}(\theta)$ pour le diode [100, 101]:

$$\begin{aligned}\tau_{igbt}(\theta) &= \frac{1}{2} [1 + \delta.M_d [\sin(\theta + \varphi) + z.\sin(3(\theta + \varphi))]] \\ \tau_{diode}(\theta) &= \frac{1}{2} [1 - \delta.M_d [\sin(\theta + \varphi) + z.\sin(3(\theta + \varphi))]]\end{aligned}$$

Dans notre application, nous injectons des courants qui peuvent contenir à la fois le fondamental et l'harmonique de rang trois. Suivant la nature de la FEM exploité, le courant de ligne comme peut se mettre sous la forme (3.37).

$$i(\theta) = I_{max1} [\sin(\theta + \varphi) + x_i.\sin(3(\theta + \varphi))] \quad (3.37)$$

Où: le paramètre x_i représente le rapport entre l'amplitude de l'harmonique trois sur le fondamental du courant ($x_i = \frac{I_{max3}}{I_{max1}}$). Il est nul dans le cas d'un courant sinusoïdal ($x_i = 0$).

En explicitant, les équations des pertes par conduction dans chaque semi-conducteur, on obtient:

$$\begin{cases} P_{cond,igbt} = V_{o,igbt} < I_{igbt} > + R_{d,igbt} \cdot I_{rms,igbt}^2 \\ P_{cond,diode} = V_{o,diode} < I_{diode} > + R_{diode} \cdot I_{rms,diode}^2 \\ P_{sw} = F_{MLI} B_{sw} \frac{I_{max}}{\pi} \end{cases} \quad (3.38)$$

Dans lesquelles:

- $< I_{igbt} > = I_{max1} \left(\frac{x_i.\delta.M.z.\cos(3\varphi) + \delta.M.\cos(\varphi)}{8} + \frac{x_i+3}{6\pi} \right)$
- $I_{rms,igbt}^2 = I_{max1}^2 \left(\left(\frac{35.x_i^2+162.x_i-21}{315\pi} \right) .\delta.M.z.\cos(3\varphi) + \left(\frac{27.x_i^2-14.x_i+35}{105\pi} \right) .\delta.M.\cos(\varphi) + \frac{1+x_i^2}{8} \right)$
- $< I_{diode} > = I_{max1} \left(-\frac{x_i.\delta.M.z.\cos(3\varphi) + \delta.M.\cos(\varphi)}{8} + \frac{x_i+3}{6\pi} \right)$
- $I_{rms,diode}^2 = I_{max1}^2 \left(-\left(\frac{35.x_i^2+162.x_i-21}{315\pi} \right) .\delta.M.z.\cos(3\varphi) - \left(\frac{27.x_i^2-14.x_i+35}{105\pi} \right) .\delta.M.\cos(\varphi) + \frac{1+x_i^2}{8} \right)$

Cette formulation des pertes dans le convertisseur, qui prend en compte la participation de l'harmonique de rang trois du courant, reste générale. En effet, en imposant ($x = 0$, $z = 0$ et $\delta = 1$), on retrouve ainsi le modèle classique des pertes par conduction [102, 103].

Finalement, la somme des deux pertes précitées donne le total des pertes dans le convertisseur P_{conv} pour chaque point de fonctionnement.

$$P_{conv} = 10. (P_{cond,igbt} + P_{cond,diode} + P_{sw}) \quad (3.39)$$

3.5.2.2 Coût du convertisseur

Dans un pont de redresseur ou d'onduleur à IGBT et pour une technologie donnée, le dimensionnement des semi-conducteurs ne dépend que de la puissance apparente nominale en Volt-Ampère (VA). Pour une gamme de puissance de l'ordre du mégawatt (MW), le coût peut être approximé par la fonction suivante [104, 16, 105].

$$C_{conv} = \alpha \cdot S_{conv}^{\gamma} \quad (3.40)$$

Les coefficients α et γ sont dépendantes de la gamme de puissance du convertisseur. Ici, $\alpha = 6.7$ et $\gamma = 0.7$.

S_{conv} constitue la puissance apparente (VA) du convertisseur à IGBT.

3.5.3 Détermination du coût de la structure

La structure constitue le support qui va accueillir l'ensemble des éléments de la chaîne hydrolienne. La structure de support présente une fondation de type tripode qui se compose d'une arbre centrale en acier et trois types d'acier cylindriques fixés au fond de l'eau. La partie centrale répartit les charges entre les tubes cylindriques. En comparaison de la structure monopile qui présente un seul tube, la structure tripode est la plus légère ce qui facilite sa manutention et son installation [106].

Dans notre étude, nous nous intéressons spécifiquement au calcul du coût de cette structure de support pour son intégration dans le coût d'investissement de la chaîne de conversion. Le calcul du coût de la structure vient de l'approximation (3.41) proposée par Anders Grauers [107] dans sa thèse en 1996 et repris dans d'autres travaux [16, 108].

$$C_{structure} = \frac{1}{2} C_{str,ref} \left[\left(\frac{D_{ext}}{D_{ref}} \right)^3 + \left(\frac{L}{L_{ref}} \right)^3 \right] \quad (3.41)$$

D_{ext} et L étant respectivement le diamètre extérieur et la longueur de la machine.

D_{ref} et L_{ref} représente le diamètre et la longueur de référence.

Pour une machine de diamètre extérieur de $D_{ref} = 2.3 \text{ m}$ et de longueur $L_{ref} = 1.1 \text{ m}$ le coût du support est estimé à $C_{str,ref} = 65990 \text{ €}$.



Figure 3.6 – Structure de support de type tripode d’EMEC FORESEA

3.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les différents modèles analytiques pour le dimensionnement de la chaîne de conversion hydrolienne en tenant en compte du potentiel énergétique d’un site donné.

Ce chapitre a permis de montrer la complexité de la mise en place des différents modèles sur le plan technique, mais également sur le plan économique. Ces différents modèles analytiques montrent que l’énergie extraire et les différents coûts constituent des éléments importants dans le dimensionnement de la chaîne de conversion. L’énergie extraite directement est liée à la commande et le coût d’investissement est lié aux différents paramètres de la génératrice et du convertisseur. Dans le chapitre suivant, ces différents modèles seront utilisés comme outils de dimensionnement pour valoriser l’énergie extraite et d’amortir le coût d’investissement de la chaîne hydrolienne.

Chapitre 4

Optimisation Multi-objectif d'un ensemble GSAP pentaphasée-redresseur MLI pour application hydrolienne

Sommaire

4.1	Introduction	98
4.2	Définition du problème d'optimisation	98
4.2.1	Formulation des Objectifs	101
4.2.2	Variables d'optimisation et données d'entrée	103
4.2.3	Formulation des contraintes technologiques	106
4.2.4	Lois de commande	109
4.2.5	Algorithme d'optimisation	112
4.3	Optimisation sans prise en compte des pertes fer	116
4.3.1	Résultats d'optimisation	117
4.4	Optimisation avec prise en compte des pertes fer	119
4.4.1	Commande sans défluxage	119
4.4.2	Commande avec défluxage	123
4.5	Conclusion	137

4.1 Introduction

Suivant la complexité des éléments qui composent une chaîne de conversion, le dimensionnement optimal de l'ensemble de la chaîne de conversion constitue un problème complexe, difficile, de grande taille dont les solutions optimales sont pratiquement impossibles à définir analytiquement. Ainsi, l'utilisation de techniques d'optimisation sophistiquées permettent de résoudre ces problèmes.

Dans ce chapitre, notre objectif est de présenter une méthode d'optimisation de l'ensemble machine convertisseur de la chaîne de conversion sur un cycle hydrolien. Dans cette optimisation, le but est de répondre aux exigences du cahier de charges qui consistent à extraire au mieux l'énergie annuelle et de réduire le coût d'investissement des différents éléments de la chaîne de conversion grâce à la mise en place d'une géométrie de la génératrice tolérante aux défauts et ses lois de commandes optimales. Une étude comparative basée sur la variation des profils de FEM et de la mise en place des différentes stratégies de commande est appliquée pour une génératrice synchrone à aimants permanents à pôles lisses pentaphasée et à associée à un redresseur de type MLI. Cette comparaison va permettre d'identifier les profils de FEM et les lois de commande qui valorisent le plus les objectifs définis, à savoir l'énergie annuelle et le coût d'investissement.

Ce chapitre se divise principalement en deux parties :

- Dans la première partie, nous allons présenter la méthodologie d'optimisation et définir les différentes fonctions objectif.
- Dans la seconde partie, nous appliquerons notre méthode d'optimisation à une architecture pentaphasée et analyserons les résultats obtenus.

4.2 Définition du problème d'optimisation

D'une manière général, un problème d'optimisation est défini par un ensemble de variables, une fonction ou des fonctions objectifs et un ensemble de contraintes. L'espace de recherche est l'ensemble des solutions possibles du problème. Un problème comportant au moins deux fonctions objectifs est défini comme un multi-objectif. Résoudre un problème d'optimisation revient à trouver la ou les meilleures solutions possibles en cherchant les plus petites valeurs (problème de minimisation) ou les plus grandes valeurs (problème de maximisation) de la ou des fonctions objectifs du problème posé, tout en satisfaisant un ensemble de contraintes définies. La formulation mathématique d'un problème d'optimisation est par :

$$\left\{ \begin{array}{l} F(x) = \begin{bmatrix} f_a(x) \\ f_b(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ f_z(x) \end{bmatrix} \\ g_i(x) \leq 0 \quad i = 1, \dots, l \\ h_j(x) = 0 \quad j = 1, \dots, m \\ X = [x_1, x_2, \dots, x_n] \\ x_k^{min} \leq x_k \leq x_k^{max} \quad k = 1, \dots, n \end{array} \right. \quad (4.1)$$

Où:

- $F(x)$ représente l'ensemble des fonctions objectifs. Elles peuvent être maximisées ou minimisées en même temps.
- $g(x)$ et $h(x)$: représentent respectivement les contraintes d'inégalité et d'égalité, donc sont l'image des limites autorisées. En effet, le processus doit optimiser des fonctions objectifs définies avec une série de contraintes basées sur la faisabilité des solutions.
- x représente l'ensemble des variables indépendantes qui peuvent présenter une variation discrète ou continue. Pour un problème donné, l'ensemble X peuvent être:
 - un ensemble universel, dans ce cas X peut prendre toutes les valeurs possibles que ce soit faisable ou non,
 - un ensemble dont les solutions sont possibles et réalisables, dans ce cas X peut prendre toutes les valeurs conformes à une plage de variation définis. En pratique, elles sont limitées par une plage et correspondent à toutes les solutions possibles et réalisables. Ces paramètres peuvent être fixes donc choisis comme paramètres d'entrée ou variables au cours du processus de calcul.

Les potentialités offertes par les techniques d'optimisation modernes suscitent un intérêt croissant dans plusieurs domaines, en particulier le domaine du génie électrique, d'où la raison de leur utilisation massive dans la phase de conception.

Comme montré dans [109], il existe de plusieurs méthodes d'optimisation que l'on peut classer de la manière illustrée sur la figure (Fig.4.1). En premier lieu, on peut les classer en deux catégories: les méthodes exactes et les méthodes approchées.

En ce qui concerne les méthodes exactes, les solutions optimales sont obtenues dans un temps de calcul acceptable. Contrairement aux méthodes dites approchées, Elles sont appelées aussi méthodes déterministes et ont une solution optimale qui n'est pas approchée. Elles permettent de résoudre certains types de problèmes faciles à condition que les fonctions

soient continues et dérivables. Pour des problèmes complexes, elles sont très gourmandes en temps de calcul et de mémoire. Pour les algorithmes basée sur ce principe, on retrouve la méthode du simplex [110], la méthode quadratique [111] ou en encore la méthode du gradient [112, 113].

Les méthodes approchées sont mises en œuvre pour des problèmes complexes ou de taille importante. Elles sont appelées aussi méthodes métaheuristiques. Elles sont basées sur des processus itératifs qui combinent intelligemment plusieurs concepts pour rechercher les solutions optimales à un problème défini. Parmi les métaheuristiques, on peut différencier les métaheuristiques de “voisinage” qui font progresser une seule solution à la fois et celles “distribuées” qui manipulent en parallèle toute une population de solutions.

Les métaheuristiques de ‘voisinage’ sont basées sur une recherche locale qui fait évoluer une solution initiale en améliorant sa qualité dans un voisinage au cours d’itérations. Le processus de résolution s’arrête si la solution finale ne peut plus être améliorée. Différents algorithmes basés sur la recherche locale existent dans la littérature, on peut citer la recherche tabou, la méthode du recuit simulé [114] ect. Ces méthodes souffrent de la convergence de la recherche vers l’optimum local.

Contrairement aux métaheuristiques de “voisinage”, pour les métaheuristiques de “distribuées” à base de population, la recherche des solutions est globale sur toute l’espace de recherche. Elles permettent de régler le problème lié à l’optimum local et de déterminer l’optimum global. Parmi ces méthodes, on peut citer les algorithmes génétiques, les algorithmes à base d’intelligence par essaims ect.

- Les algorithmes génétiques sont des techniques basées sur la théorie de l’évolution biologique des espèces vivantes (sélection, croisement et mutation). L’ensemble des individus forment une population qui va évoluer au cours des itérations appelées “générations” jusqu’à ce qu’un critère d’arrêt soit vérifié [115].
- Les algorithmes à base d’intelligence par essaims sont des techniques de calcul inspirées du comportement social des animaux tels que les poissons, les fourmis, les abeilles etc. La population est composée de nombreux individus appelés particules. L’objectif est de rechercher les solutions optimales dans un espace de recherche commun en favorisant la coopération et l’échange d’information entre les particules à chaque itération [116] .

Pour les problèmes complexes d’optimisation multi-objectifs, les algorithmes les plus utilisées sont de types métaheuristiques tels que l’algorithme génétique de tri (NSGA-II) et l’algorithme par essaimage particulaire multi-objectif (Multi-Objective Particle Swarm Optimization (MOPSO)). Ils permettent de résoudre des problèmes d’optimisation à variables discrètes ou mixtes.

Toutefois, plusieurs études comparatives ont montré la supériorité de l’algorithme de type MOPSO par rapport aux algorithmes NSGA-II [117, 118, 119]. En termes de performances, les algorithmes de type MOPSO sont jugés beaucoup plus rapides, plus robustes et plus performantes. Ainsi, dans les travaux de cette thèse, nous utiliserons un algorithme par essaimage particulaire multi-objectif (MOPSO).

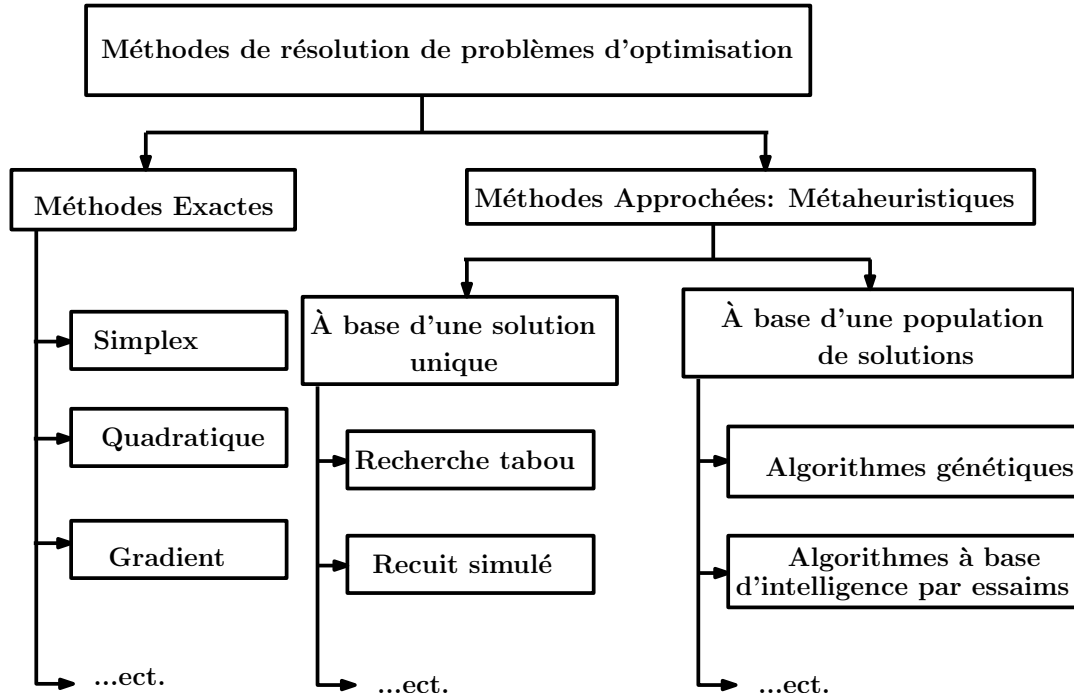


Figure 4.1 – Classification des méthodes de résolution de problèmes d’optimisation

4.2.1 Formulation des Objectifs

Généralement, les fonctions objectifs considérées dans la littérature sont diverses : les pertes, le rendement, la masse, le volume, le coût [120]. Ces fonctions objectifs peuvent varier d’une application à une autre. Dans notre application, la procédure du dimensionnement vise deux objectifs jugés pertinents suivant le contexte hydrolien :

- l’énergie annuelle extraite,
- le coût d’investissement.

4.2.1.1 Première fonction objectif : Énergie annuelle

La première fonction objectif est l’énergie annuelle extraite à la sortie du convertisseur de puissance. Elle est déterminée grâce à la formule (4.2). Suivant le temps de fonctionnement (t_j) pour chaque point de fonctionnement donné (j), l’énergie annuelle est calculée avec la prise en compte de la puissance à la sortie du multiplicateur de vitesse, les pertes globales (Fig.4.2). Dans cette formulation, il convient de définir les différents types de pertes qui sont prises en compte dans la machine et dans le convertisseur [102, 99, 121].

- Les pertes par effet Joule qui sont localisées dans les enroulements statorique de la machine.
- Les pertes fer, dans le circuit magnétique, qui représentent la somme des pertes par hystérésis, par courant de Foucault.

- Les pertes par conduction et par commutation dans le redresseur.

La fonction objectif définie est utilisée afin de maximiser l'exploitation du potentiel énergétique disponible à la sortie du multiplicateur de vitesse. Pour produire le maximum d'énergie annuelle, le cas idéal est d'annuler les pertes globales. Cependant, en pratique, les pertes existent et participent à la réduction de l'énergie extraire. Dans notre optimisation, la maximisation de l'énergie électrique extraire revient à minimiser le mieux que possible les pertes globales.

$$\begin{cases} E_{elec} = \sum_j^{N_B} P_{elec,j} t_j \\ P_{elec,j} = \Gamma_{G,j} \Omega_{G,j} - P_{globales,j} \end{cases} \quad (4.2)$$

Où : $P_{globales,j} = P_{cu,j} + P_{fer,j} + P_{conv,j}$ représente la somme des pertes cuivre dans la machine et des pertes dans le convertisseur.

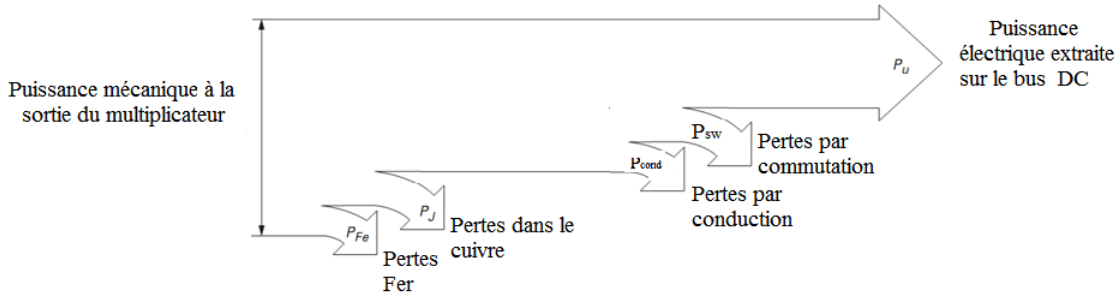


FIGURE 4.2 – Bilan de puissance de la chaîne de conversion

4.2.1.2 Seconde fonction objectif : Coût de la chaîne de conversion

Rappelons que la réduction du coût d'électricité d'origine hydrolienne reste, aujourd'hui, un grand défi à relever pour accroître la portée de cette technologie malgré son fort potentiel énergétique[122, 123]. La réduction des coûts des produits de la filière hydrolienne est devenue indispensable pour parvenir à un coût compétitif de l'énergie extraite.

Pour prendre en compte cet aspect économique dans notre problème d'optimisation, nous choisissons une deuxième fonction objectif qui est le coût d'investissement. Ce dernier intègre : le coût du générateur, du convertisseur et de la structure (support). L'objectif est de réduire au mieux que possible cette fonction objectif.

$$F_{Obj2} \quad : \quad C_{GSC} = C_{gen} + C_{structure} + C_{convert} \quad (4.3)$$

4.2.2 Variables d'optimisation et données d'entrée

4.2.2.1 Variables d'optimisation

L'étude d'optimisation est effectuée au niveau de la chaîne de conversion en intégrant simultanément l'influence réciproque de la machine et du convertisseur. Pour le convertisseur, en fixant le calibre en tension et la fréquence de commutation par le cahier de charges, nous pouvons dimensionner ces interrupteurs à partir du seul calibre en courant via sa puissance apparente. Pour la machine, ces paramètres géométriques seront utilisés comme variable d'optimisation.

Sachant que la commande vient en aval de la conception, les dimensions géométriques de la machine et la puissance du convertisseur d'électronique de puissance sont sélectionnés en tant que variables d'optimisation. Onze variables d'optimisation ont été définies pour maximiser l'énergie annuelle extraite et de minimiser le coût d'investissement de la chaîne de conversion. Chaque variable d'optimisation est limitée par deux valeurs sur un intervalle de recherche : une valeur minimale et une valeur maximale. Elles évoluent dans ces intervalles bornées qui sont illustrées dans le tableau (Tab.4.1). Ces limites sont imposées d'une part suivant les contraintes techniques et d'autre part pour faciliter la recherche réduisant ainsi le temps de calcul. Parmi ces variables d'optimisation, le nombre de paires de pôle est le seul qui présente une variation discrète. Les autres variables sont des variables continues et donc présentent une évolution continue.

- La plage de variation du nombre de paire de pôle est déterminée par les limites de fréquence. En effet, la fréquence minimale pour ne pas avoir des ondulations de couple venant du convertisseur est limitée à 5Hz [124]. Pour garantir un découplage parfait au niveau de la commande du convertisseur, la fréquence maximale de conversion du convertisseur est 10 fois moins rapide que la fréquence de commutation des semi-conducteurs. C'est ainsi qu'elle est fixée à 200Hz pour une fréquence de commutation de 2250Hz.
- Pour un dimensionnement classique, le rapport entre la largeur des dents et le pas polaire est de 0.5. Dans cette étude une tolérance de $\pm 20\%$ est prise par rapport à la valeur de référence [70].
- La plage de variation du rayon de l'entrefer est fixée en tenant compte de la valeur maximale du diamètre externe du générateur ($D = 1.2m$).
- Pour un diamètre externe connu et suivant des contraintes mécaniques de guidage, la valeur minimale de l'épaisseur de l'entrefer vaut $D/1000$. Supposant que le circuit magnétique fonction dans la zone linéaire le rapport entre la hauteur des aimants et l'épaisseur de l'entrefer reste inférieur à 3 [125, 126]. Ainsi, connaissant l'entrefer, la plage de variation de la hauteur des aimants peut être déduite.
- Les contraintes mécaniques principalement dues à des forces centrifuges dans le générateur imposent une vitesse critique. En effet, une vitesse de rotation qui atteigne la fréquence propre du rotor (phénomène de résonance) peut entraîner des vibrations. Avec

une vitesse de rotation inférieure à 150 rad/s, la limitation critique de vitesse est due seulement au rapport entre le rayon d'entrefer et la longueur active [127, 128, 87, 129]. Ainsi, pour limiter le phénomène de résonance, il suffit de limiter le rapport de la longueur active sur rayon d'entrefer à 5 ($L/R_s < 5$).

- Pour une machine électrique, la culasse statorique et la culasse rotorique présentent sensiblement le même niveau de flux magnétique. Ainsi, la hauteur de la culasse statorique est sensiblement la même que la hauteur de la culasse rotorique. Elles peuvent être obtenues à un coefficient près à partir du pas polaire ($h_{yoke} = h_r = k \frac{\pi R_s}{p}$) [70]. En fixant le coefficient k à 0.2, la plage de variation des culasses statorique et rotorique sont obtenues.
- La plage de variation de la puissance apparente du convertisseur est choisie pour avoir un facteur de puissance compris entre 0.7 et 1.

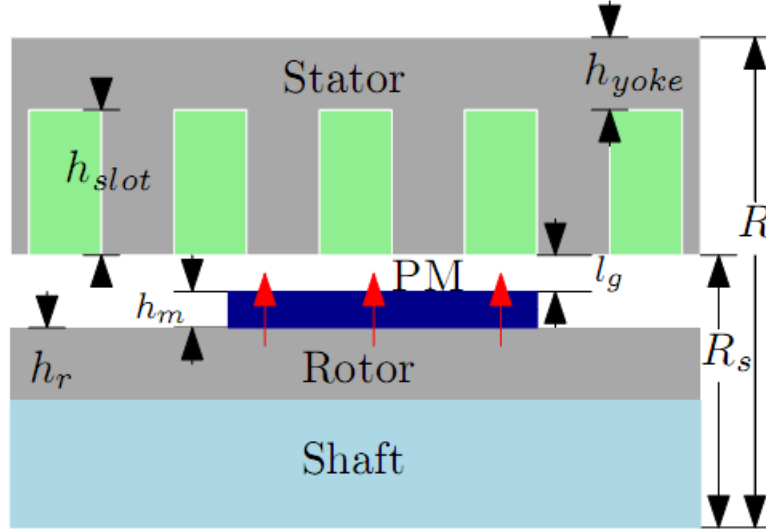


Figure 4.3 – Paramètres géométriques de la machine

Table 4.1 – Plage de variation des variables d’optimisation

Symboles	Description	Type	Min	Max	Unité
p	Nombre de paires de pôles	entier	1	30	-
k_t	Rapport largeur dent sur pas dentaire	réel	0.4	0.65	-
R_s	Rayon d’entrefer	réel	0.2	0.6	m
h_{yoke}	Hauteur de la culasse statorique	réel	3	50	cm
h_r	Hauteur de la culasse rotorique	réel	3	50	cm
h_{slot}	Hauteur des encoches	réel	0.1	10	cm
l_g	Épaisseur de l’entrefer	réel	1.2	30	mm
h_m	hauteur des aimants	réel	4	20	mm
L	Longueur active	réel	0.1	2.5	m
N_s	Nombre de conducteurs par phase	réel	1	30	-
S_{conv}	Puissance du convertisseur	réel	1.4	2	MVA

4.2.2.2 Données d’entrée

Les données d’entrée sont équivalentes à des variables fixes qui sont utilisées par le programme d’optimisation. Pour les différents éléments la chaîne de conversion, on a :

- Pour le générateur, ces paramètres concernent la puissance nominale, la vitesse nominale, mais également les types de matériaux au niveau du stator et du rotor. Concernant le stator, on retrouve le diamètre externe, le nombre de phase, le type de tôle du circuit magnétique (fer), le bobinage. Pour le rotor, le type d’aimant est défini.
- Pour le convertisseur d’électronique de puissance, les éléments concernés sont le type de semi-conducteurs, la tension du bus continu et la fréquence de commutation des semi-conducteurs commandables.

Le tableau (Tab.4.2) présente, pour chacun des éléments, les spécifications retenues.

Table 4.2 – Paramètres clés imposés

Définition	Désignation	Valeur numérique	Unité
Vitesse nominale	Ω_n	400	tr/min
Puissance nominale	P_n	1.4	MW
Diamètre externe	D	1.2	m
Nombre d'encoche par pôle et par phase	m	1	-
Nombre de phase	q	5	-
Type d'aimant	N44SH	-	-
	Br	1.33	T
	Hc	892	kA/m
Tôles magnétique	M400-50A	-	-
	B_{smax}	1.7	T
Facteur de lamination	k_{fer}	0.97	-
Type de semi-conducteurs	IGBT	-	-
Tension bus DC	U_{dc}	1100	V
Fréquence de commutation	f_{sw}	2250	Hz

4.2.3 Formulation des contraintes technologiques

Dans le problème d'optimisation, toutes les solutions obtenues via les objectifs ne sont pas réalistes et pertinentes. En effet, le choix de chaque solution dépend de plusieurs contraintes techniques. Ces différentes contraintes sont liées aux limitations technologiques des composants utilisés. Pour assurer une bonne intégrité de la chaîne de conversion, il est important de prendre en considération ces contraintes de nature électrique, dimensionnelle, magnétique et thermique de la génératrice.

• Contraintes électriques

Les limites des grandeurs électriques de la machine sont imposées par le convertisseur de puissance. Ces grandeurs électriques de la machine évoluent en fonction du point de fonctionnement sur le cycle hydrolien. En effet, la tension appliquée aux bornes de la machine et le courant dans les enroulements varie en fonction de la vitesse de rotation de la machine. Un courant maximal supérieur au courant nominal des semi-conducteurs peut entraîner leur destruction. De la même façon, une tension maximale appliquée aux bornes de la machine peut entraîner la perte de contrôle du système si elle est supérieure à la moitié de la tension du bus continu.

Ainsi, pour des raisons thermiques, quel que soit le point de fonctionnement sur cycle de la machine, nous avons limité le courant statorique à la valeur du courant nominal admissible par les semi-conducteurs. De même, quel que soit le profil de FEM, nous avons limité la tension maximale disponible aux bornes d'une phase à la moitié de la tension du bus continu pour garder la contrôlabilité du système.

$$\begin{cases} I_{s-RMS,j} \leq I_{Nom} \\ V_{s-RMS,j} \leq \frac{U_{dc}}{2\sqrt{2}} \end{cases} \quad (4.4)$$

Les valeurs efficaces des grandeurs électriques réelles (tension simple et courants de ligne) sont déterminées suivant le profil de la FEM considérée.

$$\begin{cases} V_{s-RMS} = \sqrt{\frac{1}{5} \sqrt{V_{dp}^2 + V_{qp}^2 + V_{ds}^2 + V_{qs}^2}} \\ I_{s-RMS} = \sqrt{\frac{1}{5} \sqrt{I_{dp}^2 + I_{qp}^2 + I_{ds}^2 + I_{qs}^2}} \end{cases} \quad (4.5)$$

- **Contraintes thermiques**

L'élévation de la température est l'un des principaux paramètres limitant les performances d'une machine électrique [88]. En effet, une élévation excessive de la température participe à la démagnétisation des aimants et à la dégradation des isolations. Ces élévations de température sont dues en partie à la dissipation des pertes dans la machine. La température la plus élevée, généralement localisée dans les bobinages [130] composés de polymères, peut réduire la durée de vie de la machine. Dès lors, pour protéger les enroulements statoriques, la température maximale dans le bobinage statorique est limitée à la température autorisée par la classe d'isolement normalisée (classe F) suivant la norme IEC (International Electrotechnical Commission). Ainsi, nous nous sommes fixés une température maximale limite sur cycle de l'ordre de 150°C dans le bobinage.

$$T_{cu} \leq T_{max} \quad (4.6)$$

- **Contraintes géométriques**

Les contraintes géométriques de la génératrice doivent autoriser sa faisabilité mécanique. En effet, le rayon externe de la génératrice doit être capable de contenir le rayon de l'entrefer, la hauteur des encoches et la hauteur de la culasse statorique. De la même manière, le rayon d'alésage rotorique reste toujours positif afin de garder la réalité physique du générateur. La contrainte sur les dents est définie de façon à ce que la hauteur des encoches ne soit pas longue par rapport à la dimension de la largeur des encoches:

$$\begin{cases} R_s + h_{yohe} + h_{slot} \leq R \\ R_s - h_r - l_g - h_m \geq 0 \\ \frac{h_{slot}}{W_{slot}} \leq 8 \end{cases} \quad (4.7)$$

- **Contraintes magnétiques**

L'augmentation de l'induction dans la culasse favorise la minimisation des épaisseurs des culasses rotorique et statorique. Cependant, pour éviter la saturation dans les circuits magnétiques à chaque endroit de la machine et garantir la validité du modèle analytique électromagnétique, il est préférable de limiter le niveau d'induction à chaque endroit de la machine. Les niveaux d'induction maximale dans les dents, dans les culasses statoriques et rotoriques sont limitées pour garder l'ensemble des solutions qui sont à l'hypothèse de non saturation des modèles.

- La relation suivante permet d'exprimer la contrainte de saturation dans la carcasse rotorique que l'on choisit à 1.4 T:

$$\hat{B}_{Rotor} \leq 1.4 \quad (T)$$

- La contrainte de saturation de l'induction dans la culasse statorique est limitée à 1.2T:

$$\hat{B}_{Yoke} \leq 1.2 \quad (T)$$

- Parallèlement, le niveau d'induction dans les dents reste borné à 1.7 T:

$$\hat{B}_{Teeth} \leq 1.7 \quad (T)$$

Pour éviter la démagnétisation complète des aimants, le dimensionnement complet du générateur doit prendre en compte la contrainte de démagnétisation notamment dû au champ de réaction d'induit à la température la plus défavorable (150 degré pour N44SH):

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{arm,sc} \leq B_e - B_d \\ B_{arm,sc} = \frac{5}{2} \frac{4}{\pi} \frac{N_s}{2p} \frac{\mu_O}{l_g + h_m} \sqrt{\left(\frac{\Phi_{ms1}}{L_p}\right)^2 + \left(\frac{\Phi_{ms3}}{L_s}\right)^2} \\ B_d = B_r - \mu_{PM} H_c \\ B_e = \frac{B_r}{1 + \frac{\mu_O \mu_r l_g}{h_m}} \end{array} \right. \quad (4.8)$$

Où:

$B_{arm,sc}$ représente l'amplitude de l'induction dans les armatures en cas de court-circuit.

B_d est relié au champ démagnétisant H_c , à la perméabilité magnétique des aimants μ_{pm} et à l'induction rémanente B_r (voir Tab.4.2).

B_e représente l'induction dans l'entrefer de la machine.

- **Contraintes mécaniques**

L'épaisseur de l'entrefer l_g est un paramètre important pour la conception du générateur synchrone, car sa variation peut plus ou moins rajouter des contraintes. Du point de vue magnétique, une épaisseur d'entrefer faible favorise la conservation du circuit magnétique qui augmente le niveau d'induction magnétique dans l'entrefer et améliore la capacité de résistance à la démagnétisation. L'augmentation du niveau d'induction favorise l'augmentation du couple, mais peut entraîner une saturation du circuit magnétique et une augmentation des pertes fer. Pour des raisons mécaniques (de fabrication, de guidage...), une épaisseur d'entrefer très faible entraîne des problèmes technologiques qui limite le processus de fabrication et d'assemblage [131]. Pour ces raisons, l'entrefer mécanique sera borné à une valeur typique minimale [16]:

$$l_g \geq \frac{2R_s}{400} \quad (4.9)$$

4.2.4 Lois de commande

Suivant le modèle électrique établi dans le repère tournant de Park, la détermination des lois de commande consiste à trouver les courants de référence à imposer dans les axes d et q des machines fictives quel que soit le profil de FEM. La loi de commande mise en place pour le contrôle de la machine synchrone pentaphasée est basée sur un critère de minimisation des pertes dans la machines.

Pour notre machine pentaphasée, les pertes magnétiques globales ($P_{fer-tot,j}$) sont composées par les pertes magnétiques dans la machine fictive principale et dans la machine fictive secondaire.

$$P_{fer-tot,j} = P_{fer-tot,j-1} + P_{fer-tot,j-3} \quad (4.10)$$

Où: $P_{fer-tot,j-1}$ et $P_{fer-tot,j-3}$ constituent respectivement les pertes magnétiques dans la machine principale et dans la machine secondaire.

$$\begin{cases} P_{fer-tot,j-1} = [K_H.(f) + K_F.(f)^2] \cdot (M_{dents} \cdot B_{m1-Teeth}^2 + M_{cul} \cdot B_{m1-Yoke}^2) \\ P_{fer-tot,j-3} = [K_H.(3.f) + K_F.(3.f)^2] \cdot (M_{dents} \cdot B_{m3-Teeth}^2 + M_{cul} \cdot B_{m3-Yoke}^2) \end{cases}$$

De la même façon, les pertes cuivre se décomposent en deux parties : une partie produite par les courants de la machine principale et une autre partie produite par les courants dans la machine secondaire. On rappelle que les harmoniques de rang 1 et 3 sont dominants dans chaque sous-espaces.

$$P_{cu,j} = P_{cu,j-p} + P_{cu,j-s} \quad (4.11)$$

Où: $P_{cu,j-1}$ et $P_{cu,j-3}$ constituent respectivement les pertes magnétiques dans la machine principale et dans la machine secondaire.

$$\begin{cases} P_{cu,j-p} = R_{cu} \cdot [I_{dp,j}^2 + I_{qp,j}^2] \\ P_{cu,j-s} = R_{cu} \cdot [I_{ds,j}^2 + I_{qs,j}^2] \end{cases}$$

L'induction en charge dans l'entrefer en charge peut être obtenue grâce à l'approximation donnée dans la formule (4.12) [70].

$$B_{fm} \approx \frac{E_h}{2 \cdot h \cdot p \cdot \omega K_{bh} \cdot N_{slot} R_s L} \quad (4.12)$$

Avec l'hypothèse du circuit magnétique qui est linéaire, on divise les composantes de l'induction en deux : une composante pour le fondamental et une autre composante pour l'harmonique de rang trois comme suit:

$$B_{fmp} = \frac{\sqrt{(\sqrt{\frac{5}{2}} p \cdot \omega_m \cdot \Phi_1 + p \cdot \omega_m \cdot L_p \cdot I_{dp})^2 + (p \cdot \omega_m \cdot L_p \cdot I_{qp})^2}}{2 p \omega K_{b1} \cdot N_{slot} R_s L}$$

$$B_{fms} = \frac{\sqrt{(3 \sqrt{\frac{5}{2}} p \cdot \omega_m \cdot \Phi_3 + 3 p \cdot \omega_m \cdot L_s \cdot I_{ds})^2 + (3 p \cdot \omega_m \cdot L_p \cdot I_{qs})^2}}{6 p \omega K_{b3} \cdot N_{slot} R_s L}$$

Grâce à cette induction dans l'entrefer, les inductions dans les différentes parties de la machine sont déduites. Le niveau d'induction en charge dans les dents et dans la culasse statorique pour chaque machine fictive s'écrit alors:

- Pour la machine principale, on a:

$$\begin{cases} B_{m-Yoke-p} = \frac{B_{fmp} R_s}{p \cdot h_{yoke}} \\ B_{m-Teeth-p} = \frac{B_{fmp}}{k_t} \end{cases} \quad (4.13)$$

- Pour la machine secondaire, on trouve:

$$\begin{cases} B_{m-Yoke-s} = \frac{B_{fms} R_s}{p \cdot h_{yoke}} \\ B_{m-Teeth-s} = \frac{B_{fms}}{k_t} \end{cases} \quad (4.14)$$

Les pertes totales (pertes fer et pertes cuivre) dans la machine fictive principale peuvent être formulées comme suit:

$$P_{tot,j-1} = R_{cu} \cdot [I_{dp,j}^2 + I_{qp,j}^2] + [K_H \cdot (f) + K_F \cdot (f)^2] \left[M_{dents} \left(\frac{1}{k_t} \right)^2 + M_{cul} \left(\frac{R_s}{p \cdot h_{yoke}} \right)^2 \right] B_{fmp}^2 \quad (4.15)$$

Les pertes totales dans la machine fictive secondaire sont données par:

$$P_{tot,j-1} = R_{cu} \cdot [I_{ds,j}^2 + I_{qs,j}^2] + [K_H \cdot (3f) + K_F \cdot (3f)^2] \left[M_{dents} \left(\frac{1}{k_t} \right)^2 + M_{cul} \left(\frac{R_s}{p \cdot h_{yoke}} \right)^2 \right] B_{fms}^2 \quad (4.16)$$

Pour simplifier cette écriture, nous définissons deux fonctions qui dépendent de la vitesse et des dimensions de la machine: F_{pm} pour la machine fictive principale et F_{sm} pour la machine fictive secondaire, comme suit.

$$F_{pm} = \frac{[K_H \cdot f + K_F f^2] \left[M_{dents} \left(\frac{1}{k_t} \right)^2 + M_{cul} \left(\frac{\tau_p}{2h_{yoke}} \right)^2 \right]}{(2p\omega K_{b1} \cdot N_{slot} R_s L)^2} \quad (4.17)$$

$$F_{sm} = \frac{[3K_H \cdot f + 9K_F f^2] \left[M_{dents} \left(\frac{1}{k_t} \right)^2 + M_{cul} \left(\frac{\tau_p}{2h_{yoke}} \right)^2 \right]}{(6p\omega K_{b3} \cdot N_{slot} R_s L)^2} \quad (4.18)$$

Dans notre application, le couple électromagnétique est imposé par la caractéristique du site hydrolien puissance vitesse. Pour minimiser les pertes à travers la commande, il faut définir les lois de variations de courants non utilisés pour la génération du couple quel que soit le point de fonctionnement. Ainsi, on va agir sur les courants suivant les axes d dans chaque machine fictive. La formulation mathématique de cette stratégie revient à annuler la dérivée de la somme des pertes globale en fonction de courant I_d pour I_q fixe:

$$\frac{d(P_{cu,j-p} + P_{fer-tot,j-1})}{dI_{dp}} \Big|_{I_{qp}, \omega_m} = 0 \quad (4.19)$$

$$\frac{d(P_{cu,j-s} + P_{fer-tot,j-3})}{dI_{ds}} \Big|_{I_{qs}, \omega_m} = 0 \quad (4.20)$$

Finalement, par la résolution de ces équations, on trouve les courants optimaux qui permettent de minimiser l'ensemble des pertes:

$$\begin{cases} I_{dp}^* = -\frac{\sqrt{10}F_{pm}L_p(p.\omega_m)^2.\Phi_{pm}}{2R_{cu}+2F_{pm}(L_p.p.\omega_m)^2} \\ I_{ds}^* = -\frac{9\sqrt{10}F_{sm}L_s(p.\omega_m)^2.\Phi_{sm}}{2R_{cu}+18F_{sm}(L_s.p.\omega_m)^2} \end{cases} \quad (4.21)$$

A partir de l'équation du couple électromagnétique, on peut écrit:

$$\begin{cases} I_{qp}^* = \frac{\Gamma_p}{\sqrt{\frac{5}{2}}.p.\Phi_{m1}} \\ I_{qs}^* = \left(\frac{3.\Phi_{m3}}{\Phi_{m1}}\right).I_{qp} \end{cases} \quad (4.22)$$

Cette écriture montre que si les pertes fer dans la machine sont supposées nulles, on peut comprendre que la meilleure stratégie pour la minimisation des pertes restantes est d'imposer les courants nuls dans axes d pour les deux machines fictives. Le couple est produit seulement à partir des courants dans les axes q. Les pertes fer étant nulles, seules les pertes Joule et les pertes dans le convertisseur sont à minimiser. Cela conduit à la mise à zéro des courants dans les axes d.

En revanche, si les pertes fer sont incluses dans le calcul de l'énergie produite, la meilleure stratégie est d'imposer les courants de référence trouvés précédemment ((4.21) et (4.22)). On peut remarquer que les courants suivant les axes d sont négatifs. Cette stratégie reste valable pour tous les points de fonctionnement. Ce principe de contrôle est équivalent à faire du défluxage sur tout le cycle hydrolie.

Pour une FEM de nature non-sinusoidale, les deux machines fictives sont exploitées séparément. Dans notre application ces FEMs sont représentés par les profils mises en place à partir d'une ouverture complète des aimants $\beta = 1$ et pour une ouverture réduite des aimants $\beta = \frac{6}{7}$.

La machine à FEM sinusoidale devient ainsi un cas particulier dès lors que seule la machine fictive principale est exploitée. Dans notre application, ce profil de FEM est mise en place à partir d'une ouverture réduite des aimants avec $\beta = \frac{2}{3}$. Les consignes de courants envoyées à la machine remplissent à la fois deux critères : elles permettent de développer le maximum de couple par les courants dans les axes q et de minimiser les pertes fer et cuivre sur tout le cycle.

4.2.5 Algorithme d'optimisation

La figure (Fig.4.4) présente l'organigramme d'optimisation sur cycle de la chaîne de conversion. Comme nous l'avons explicité précédemment, la méthodologie de conception optimale de la chaîne de conversion résulte simultanément de deux aspects importants : Le premier aspect est la génération des paramètres de conception de l'ensemble machine convertisseur (géométrie machine et puissance convertisseur). Et le deuxième aspect consiste en la mise en place d'une loi de commande optimale.

Comme, on peut le voir sur la figure (Fig.4.4), le processus d'optimisation se déroule comme suit :

- la première étape consiste à l'initialisation de toutes les données fixes qui n'évolue pas au cours de l'optimisation. Ces données rapportent des informations telles que la caractéristique du cycle hydrolien, l'ouverture des aimants, le nombre de phase, la tension du bus DC, la fréquence de commutation des semi-conducteurs, la nature et les spécifications des matériaux ect...
- la phase d'initialisation est suivie par la génération aléatoire d'une combinaison des variables d'optimisation par l'algorithme utilisé. Ces dernières sont indépendantes l'une de l'autre et peuvent prendre toutes les valeurs possibles à conditions que celles-ci respectent la plage définie pour la variable concernée. Toutefois, il est important de préciser que seul le nombre de paires de pôles possède une variation entière discrète. Les autres variables d'optimisation dispose une variation continue. Cette étape permet d'avoir les paramètres géométriques de la machine et la puissance du convertisseur nécessaire pour le calcul des grandeurs utilisées par la suite.
- sachant cette optimisation se base sur les différents modèles analytiques développés, à cette étape, toutes les grandeurs externes telles que les masses, les volumes, les flux, les grandeurs électriques nominales etc sont déterminées. On obtient une machine donnée avec toutes les grandeurs (flux, nombre de paire de pôle, vitesse, résistance etc...) permettant de calculer le modèles électrique de Park développées suivant les hypothèse de travail.
- la séquence suivante s'attache aux calculs de la loi de commande imposée sur le cycle hydrolien pour chaque point de fonctionnement. Dans cette boucle interne, les paramètres de la machine restent fixes sur tout le cycle donc la géométrie de la génératrice n'évolue pas. Les lois de commande, qui sont établies en fonction des besoins de l'application, seront détaillées dans les prochaines sections. Le bilan de puissance est aussi réalisé sur tout le cycle. Pour chaque point de fonctionnement, si les contraintes techniques définies sont respectées, le système continue jusqu'à la fin du cycle. Sinon, le point reste inatteignable avec les valeurs de variables d'optimisation et la solution obtenue sera rejetée.
- à la sortie de la boucle interne, toutes les grandeurs nécessaires pour faire le calcul des deux fonctions objectifs sont disponibles. Ainsi, les fonctions objectifs sont évaluées et les information sur le respect des contraintes techniques imposées sont renvoyées à l'algorithme d'optimisation. Ce dernier va répéter ce processus jusqu'à atteindre le nombre maximale d'interaction imposée et puis sauvegarder les meilleures solutions.
- à la fin, les solutions obtenues seront représentées sous forme de front de Pareto en fonction des fonctions objectifs.

Le problème d'optimisation est donc résolu grâce à un algorithme génétique multi-objectif par essaimage particulière MOPSO. Cet algorithme d'optimisation multi-objectif MOPSO

utilisé a été implémentée sous Matlab J. Aubry dans ses travaux de thèse [108]. Cette algorithmes étant une ressource disponible dans le laboratoire IREENA a été utilisé dans la thèse de Jian [16] pour le dimensionnement d'une machine double stator pour la production hydrolienne.

Pour la résolution du problème avec l'algorithme d'optimisation, le nombre total d'itération est fixée à 600. La taille de l'essaim, qui correspond au nombre d'évaluations des fonctions objectifs à chaque intégration, a été fixée à 2000 particules. Ces valeurs constituent un bon compromis pour assurer une bonne convergence des solutions optimales. Le processus a été exécuté 5 fois dans le but de rassembler les fronts de Pareto dominants qui réalisent le meilleur compromis entre les deux fonctions objectifs. Les résultats discutés ci-dessous représentent la combinaison de toutes les solutions pour chaque analyse.

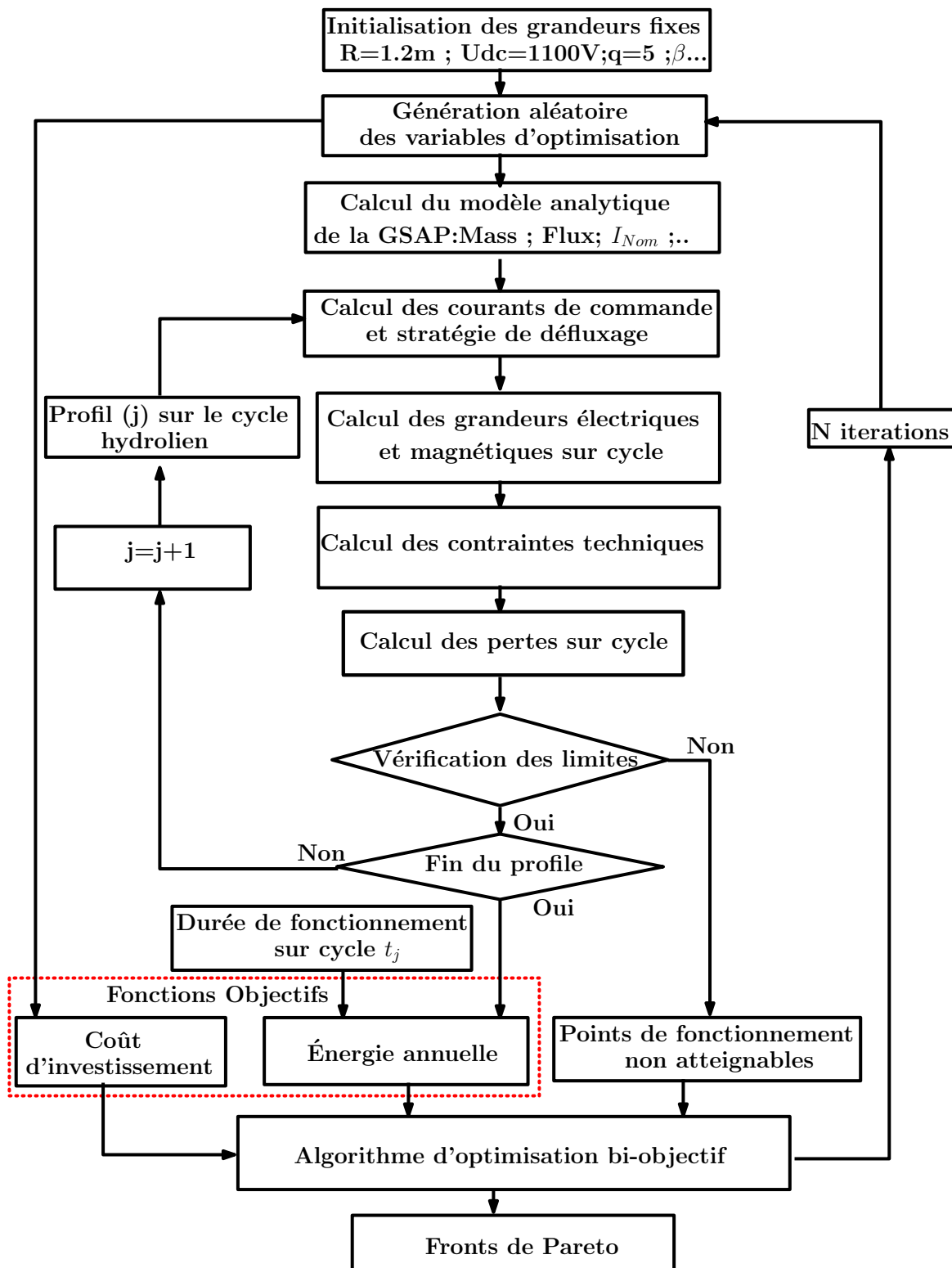


FIGURE 4.4 – Organigramme général de l'optimisation sur cycle de l'ensemble machine-convertisseur

4.3 Optimisation sans prise en compte des pertes fer

Dans cette partie le problème d'optimisation est résolu en négligeant les pertes fer. La puissance électrique à la sortie du convertisseur devient ($P_{fer,j} = 0$).

$$P_{elec,j} = \Gamma_{G,j} \Omega_{G,j} - P_{cu,j} - P_{conv,j} \quad (4.23)$$

Nous avons montré précédemment que si les pertes fer sont nulles la meilleure stratégie de contrôle consiste à l'annulation des courants dans les axes d pour chaque machine fictive quel que soit le point de fonctionnement. Cette loi de commande sera adoptée dans l'optimisation. Rappelons que la commande $I_d=0$ permet de produire le maximum de couple par unité de courant donc de minimiser les pertes Joule.

Cette loi de commande reste fixe sur tout le cycle hydrolien. Elle sera appliquée pour les trois profils de FEM de la machine pentaphasée.

- Concernant le profil de FEM avec une ouverture d'aimant $\beta=1$ et $\beta=6/7$, nous injectons un courant I_{qp} et un courant I_{qs} pour produire un couple dans la machine principale avec le fondamental de la FEM d'une part et un couple dans la machine secondaire avec l'harmonique de rang trois de la FEM d'autre part. La connaissance du couple électromagnétique déduit à partir de la puissance et de la vitesse de rotation sur cycle permet de calculer les courants imposés pour chaque point de fonctionnement sur le cycle comme suit :

$$\begin{cases} I_{dp,j} = I_{ds,j} = 0 \\ I_{qp,j} = \frac{\Gamma_{p,j}}{\sqrt{\frac{5}{2}} \cdot p \cdot \Phi_{m1}} \\ I_{qs,j} = \left(\frac{3 \cdot \Phi_{m3}}{\Phi_{m1}} \right) \cdot I_{qp,j} \end{cases} \quad (4.24)$$

- Dans le cas où $\beta = \frac{2}{3}$, le profil de la FEM est jugé sinusoïdale. Le couple est produit par à l'interaction du fondamental de la FEM avec le courant I_{qp} injecté dans la machine principale. Pour le contrôle, tous les sont imposés à zéro sur tout le cycle hydrolien sauf le courant I_{qp} dans l'axe q de la machine principale qui est modulé par la caractéristique puissance-vitesse sur le cycle hydrolien.

$$\begin{cases} I_{dp,j} = I_{ds,j} = 0 \\ I_{qp,j} = \frac{\Gamma_{p,j}}{\sqrt{\frac{5}{2}} \cdot p \cdot \Phi_{m1}} \\ I_{qs,j} = 0 \end{cases} \quad (4.25)$$

4.3.1 Résultats d'optimisation

La figure (Fig.4.5) représente les résultats d'optimisation sur un front de Pareto avec l'ensemble des solutions optimales qui maximisent l'énergie annuelle et minimisent le coût d'investissement des trois cas de FEM étudiés.

Concernant les deux fronts de Pareto de la figure (Fig.4.5), le premier (courbe violet) est obtenu pour la configuration à FEM non-sinusoïdale pour $\beta = 1$. Le deuxième front de Pareto (courbe noir) est obtenu pour la configuration à FEM non-sinusoïdale pour $\beta = \frac{6}{7}$. Enfin, le troisième front de Pareto représenté en bleu est celui obtenu avec une FEM sinusoïdale pour $\beta = \frac{2}{3}$.

Les objectifs sont contradictoires . En effet, l'augmentation de l'énergie annuelle produite observée apparaît directement corrélée à la hausse du coût d'investissement.

D'une manière globale, pour les solutions à faibles énergies annuelles, on peut noter que le coût d'investissement varie faiblement pour une grande augmentation de l'énergie annuelle. Pour des valeurs d'énergie annuelle fortes, la figure montre une large augmentation du coût d'investissement pour de faible variation de l'énergie annuelle extraite.

En termes d'énergie, on peut noter que l'énergie annuelle obtenue à la sortie du redresseur reste inférieure à celle estimée à la sortie du multiplicateur de vitesse ($4696.71 MWh$). En effet, les pertes cuivre du générateur et des pertes dans le redresseur participent à la réduction de l'énergie annuelle extraite. Cependant, cette réduction est différente et présente un écart dans l'espace des fonctions objectifs qui est fonction du profil de la FEM considérée.

Le front de Pareto de la machine dimensionnée avec une FEM sinusoïdale ($\beta = \frac{2}{3}$) est dominant par rapport aux fronts de Pareto des machines à FEM non sinusoïdale ($\beta = 1$ et $\beta = \frac{6}{7}$). De même, le front de paréto des solutions dimensionnées pour un profil de FEM non-sinusoïdale avec $\beta = 1$ présente d'avantage moins d'énergie annuelle extraite. En, effet pour le même coût d'investissement, la quantité de l'énergie annuelle extraite est plus élevée pour le cas $\beta = \frac{2}{3}$. De même, pour la même énergie annuelle extraite, le coût d'investissement de la chaîne reste majoritaire pour le cas $\beta = 1$.

Sur le plan énergétique, une des principales raisons de ces écarts s'explique par la quantité de pertes dans la machine et dans le convertisseur qui restent majoritaires par la présence d'harmonique de courants pour les configuration à FEM non sinusoïdale. Sur le sur plan économique, une des principale raisons qui explique cette écart se trouve au niveau du volume des aimants. En effet, une ouverture de $\beta = \frac{2}{3}$ représente un pourcentage de réduction de 33% par rapport à une ouverture des aimants égale à $\beta = 1$ et de 19% par rapport à une ouverture avec $\beta = \frac{6}{7}$. Le prix des aimants étant proportionnel au volume d'aimants ceci explique la meilleure rentabilité observée avec la configuration à FEM sinusoïdale.

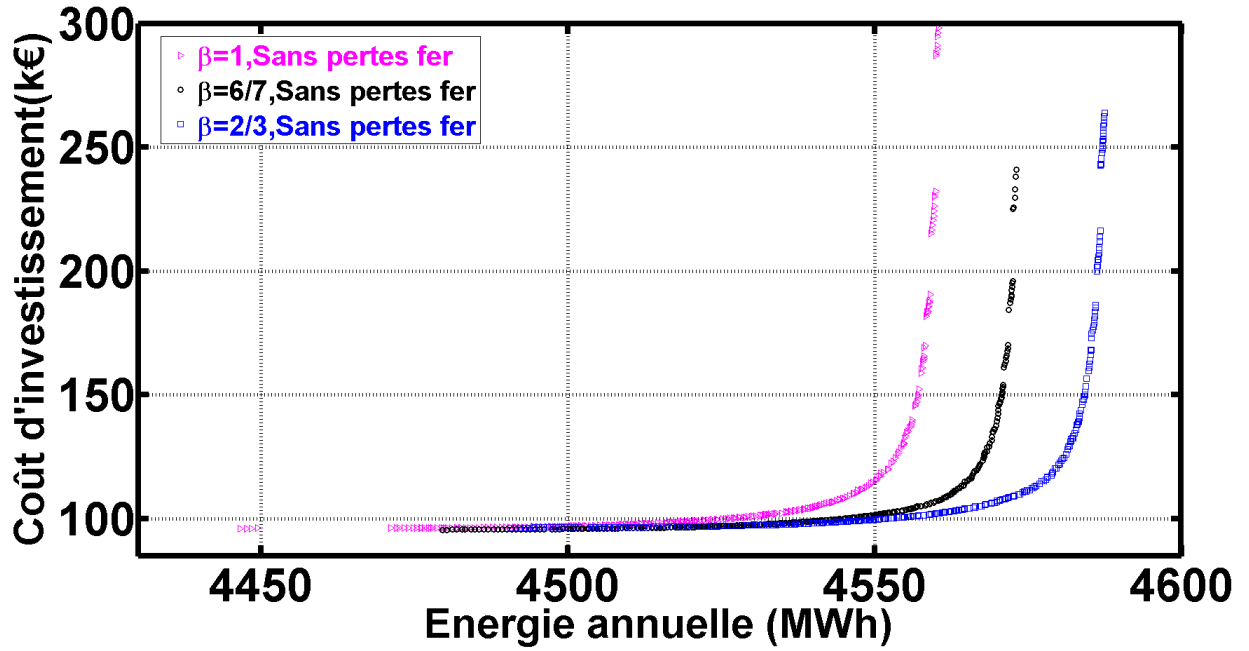


FIGURE 4.5 – Fronts de Pareto des fonctions objectifs : sans pertes fer pour $\beta = 1$ (en violet), $\beta = \frac{6}{7}$ (en noir) et $\beta = \frac{2}{3}$ (en bleu)

La figure (Fig.4.6) illustre l'évolution du rendement énergétique annuelle (Equ (4.26)) en fonction de l'énergie annuelle et du coût d'investissement. Ce graphe montre que la chaîne de conversion dimensionnée offre de bon rendement (plage comprise entre 95-97.8%). Une augmentation du rendement se traduit d'une part par une augmentation de l'énergie annuelle et d'autre part par une hausse du coût d'investissement.

En termes d'énergie, le rendement présente une variation linéaire en fonction de l'énergie annuelle extraite (Fig.4.6.a) et que les rendements sont confondus. En effet, pour les profils de FEM investigués, il est possible d'obtenir le même rendement indépendamment de la configuration choisie. Ces solutions produisent les mêmes pertes globales si bien que la répartition des pertes élémentaires dans la machine et dans le convertisseur prises individuellement soient différentes. En se basant sur cette figure, le choix des solutions peut être imposé par les solutions où le rendement est maximal.

Cependant, une analyse de l'évolution du rendement en fonction du coût d'investissement montre que les solutions à rendement maximal ne semblent pas être les plus rentables. En effet, on peut remarquer sur cette courbe qu'au de-là de 150k€ du coût d'investissement, le rendement présente une croissance très faible pour de fortes croissance du coût d'investissement. En se basant sur cette courbe, on peut dire que le choix des solutions optimales dont le coût d'investissement reste inférieur à 150k€ restent les plus économiques. Pour les configurations de FEM étudiées, la configuration à FEM sinusoïdale présente le meilleur rendement énergétique.

$$\eta_{\text{energ}} = \frac{E_{\text{elec}}}{E_{\text{elec}} + \sum_j^{N_B} P_{\text{globales},j} t_j} \quad (4.26)$$

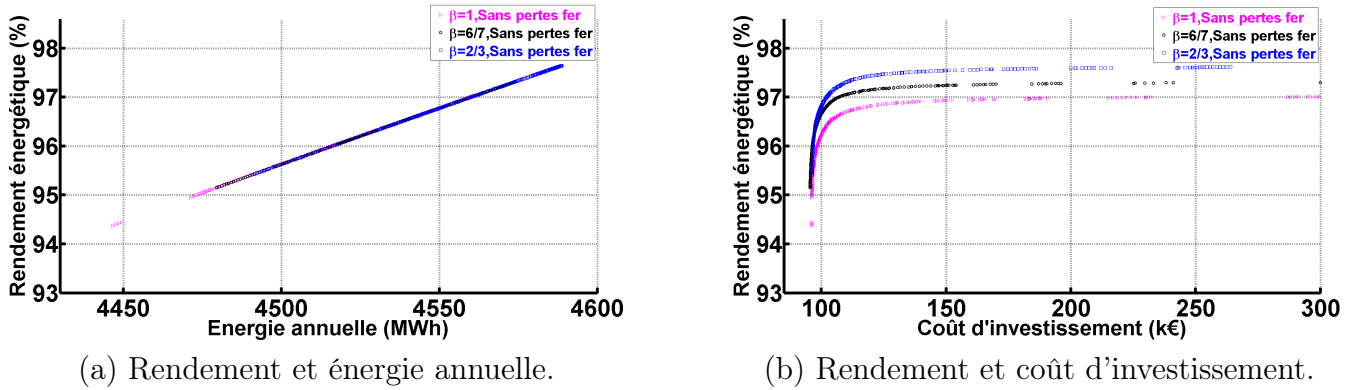


FIGURE 4.6 – Rendement énergétique (η_{energ}) : sans pertes fer.

4.4 Optimisation avec prise en compte des pertes fer

Dans la section ci-dessus, le processus d'optimisation a été mené sans la prise en compte des pertes fer. Dans cette partie, nous allons utiliser la même démarche d'optimisation pour produire le maximum d'énergie annuelle en minimisant le coût d'investissement tout en intégrant les pertes fer dans le modèle énergétique.

L'accent sera mis sur l'impact de la prise en compte des pertes dans les tôles statiques (pertes fer). En intégrant les pertes fer dans le processus d'optimisation, la puissance électrique à la sortie du convertisseur d'électronique de puissance pour chaque point de fonctionnement du cycle s'écrit comme suit :

$$P_{\text{elec},j} = \Gamma_{G,j} \Omega_{G,j} - P_{\text{cu},j} - P_{\text{fer},j} - P_{\text{conv},j} \quad (4.27)$$

Avec l'intégration des pertes fer de la machine dans le modèle de l'estimation de l'énergie extraite, nous allons diviser cette partie en deux sections. Dans la première section, nous utilisons la loi de commande classique en imposant les courants dans les axes I_d à zéro (commande sans défluxage). Dans la deuxième section, nous allons investiguer l'impact de la commande avec défluxage sur les résultats d'optimisation.

4.4.1 Commande sans défluxage

Dans les figures (Fig.4.7 et Fig.4.8), nous avons tracé l'évolution de l'ensemble des solutions optimales pour les deux fonctions objectifs obtenues à partir de la prise en compte des pertes

fer et avec une loi de commande sans défluxage. Pour les trois cas de FEM étudiés, nous avons les mêmes évolutions du coût d'investissement en fonction de l'énergie annuelle comparé à l'étude sans pertes fer. Sur l'ensemble des solutions optimales, la configuration à FEM sinusoïdale reste toujours dominante par rapport aux configurations avec FEM non-sinusoïdale. Toutefois, il est important de noter qu'en examinant la prise en compte des pertes fer dans le bilan énergétique, on constate que la quantité l'énergie extraire à la sortie est réduite. En se basant sur l'évolution des fonctions objectifs, les fronts de Pareto de la figure (Fig.4.9) permettent d'avoir une vue détaillée de l'écart sur l'énergie annuelle par rapport au premier dimensionnement pour chaque profil de FEM considéré. Cet écart représente l'énergie des pertes fer, mais également une erreur qui équivaut à une surestimation de l'énergie annuelle réellement produite. Cette écart énergétique reste faible pour la configuration avec à FEM non-sinusoïdale $\beta = 1$, mais est plus élevé avec la configuration à FEM sinusoïdale ($\beta = \frac{2}{3}$).

A l'issue de cette nouvelle optimisation, il est en ressort que pour avoir un dimensionnement plus réaliste quel que soit le profil de FEM, il faut impérativement tenir en compte les pertes fer de la machine pendant le processus d'optimisation.

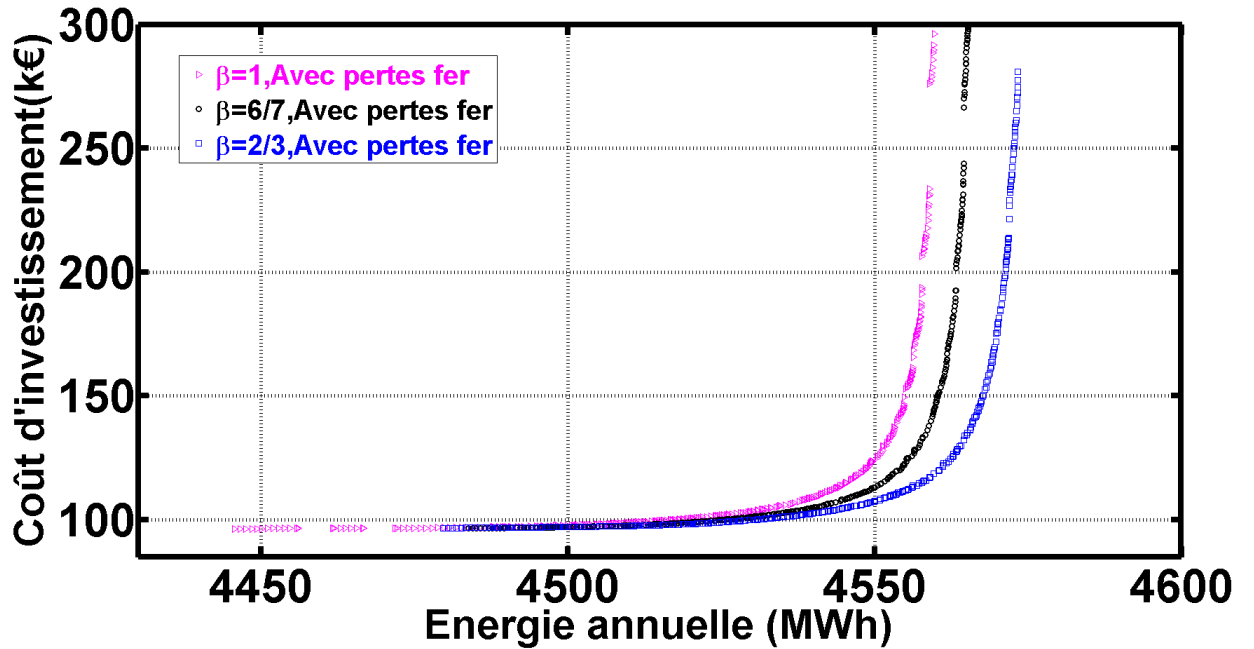
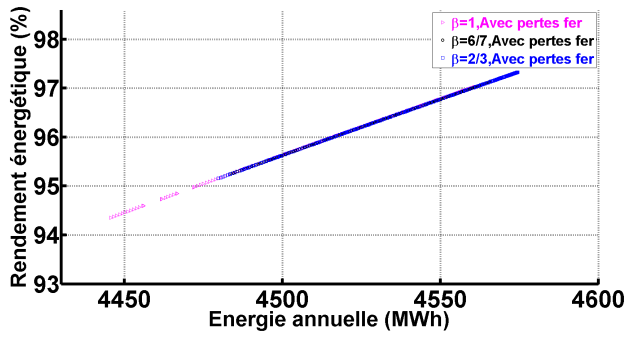
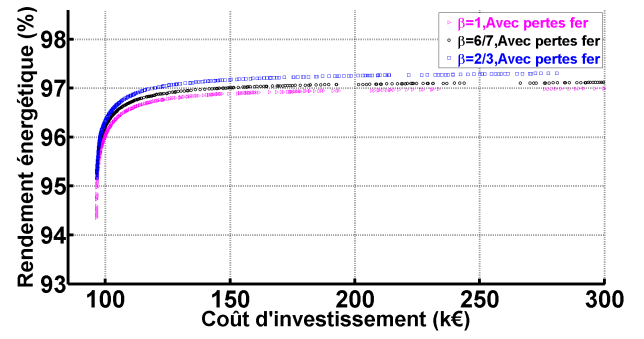


FIGURE 4.7 – Fronts de Pareto des fonctions objectifs : avec pertes fer et sans défluxage.

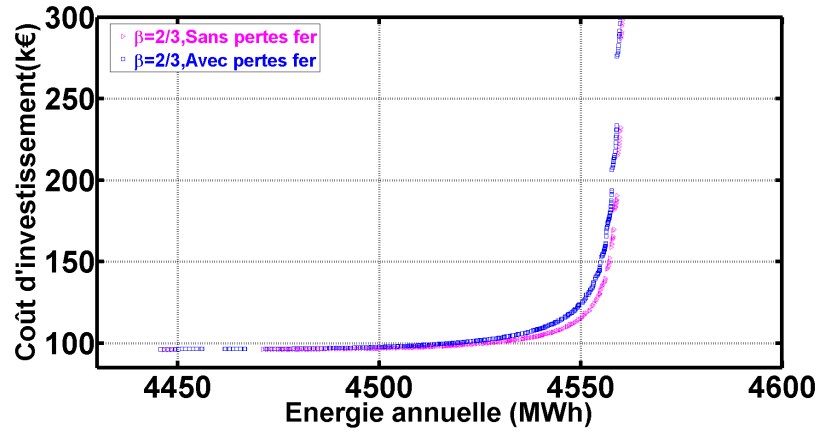


(a) Rendement et énergie annuelle.

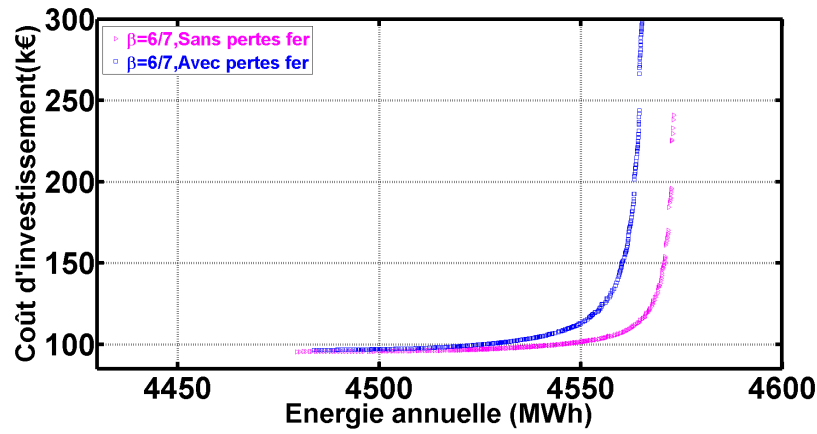


(b) Rendement et coût d'investissement.

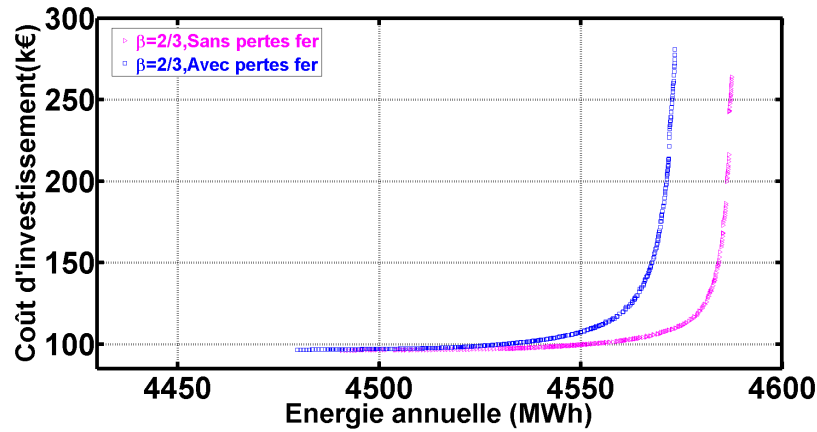
FIGURE 4.8 – Rendement énergétique (η_{energ}) : avec pertes fer et sans défluxage.



(a) Evolutions des fonction objectif : Avec pertes fer et sans pertes fer pour $\beta = 1$.



(b) Evolutions des fonction objectif : Avec pertes fer et sans pertes fer pour $\beta = \frac{6}{7}$.



(c) Evolutions des fonction objectif : Avec pertes fer et sans pertes fer pour $\beta = \frac{2}{3}$.

FIGURE 4.9 – Évolution des fonction objectif : Avec pertes fer et sans pertes fer pour différentes ouvertures

4.4.2 Commande avec défluxage

Nous présentons sur les figures (Fig.4.10 et Fig.4.11), les résultats où les pertes fer de la machine électrique et la stratégie de défluxage sont appliquées respectivement sur le bilan énergétique et sur le commande dans l'optimisation. La comparaison des résultats obtenus pour les trois types de FEM avec le défluxage sont présentés sur la figure (Fig.4.10). Sur les figures, la comparaison est réalisée pour chaque profil de FEM sur l'évolution des fonctions objectifs obtenues avant et après défluxage sur tout le cycle hydrolien.

En appliquant le défluxage grâce à l'exploitation des courants dans les axes d des machines fictives, les résultats montrent que l'optimisation de la chaîne de conversion avec une machine à FEM sinusoïdale reste la plus prometteuse. En effet, il permet d'extraire le maximum d'énergie avec le minimum de coût d'investissement sur les trois cas de FEM investigués.

Indépendamment du profil de FEM, l'optimisation sans défluxage permet d'obtenir une plus grande variété de solutions avec un front de Pareto beaucoup plus étendu. Cependant, le défluxage conduit à des solutions avec un front de Pareto plus restreint, mais produit le plus d'énergie possible. Une vue plus détaillée est obtenue avec la comparaison des résultats d'optimisation obtenus sans défluxage et avec défluxage pour chaque profil de FEM (Fig.4.12). Cette augmentation de l'énergie extraite est due principalement à la stratégie de défluxage qui minimise l'ensemble des pertes de la machine et améliore le rendement énergétique.

En conclusion, la machine synchrone avec une FEM sinusoïdale est la mieux adaptée par rapport au dimensionnement optimal de l'ensemble machine convertisseur sur le cycle hydrolien imposé. Sur le plan énergétique, cette configuration a permis d'atteindre le maximum d'énergie annuelle disponible.

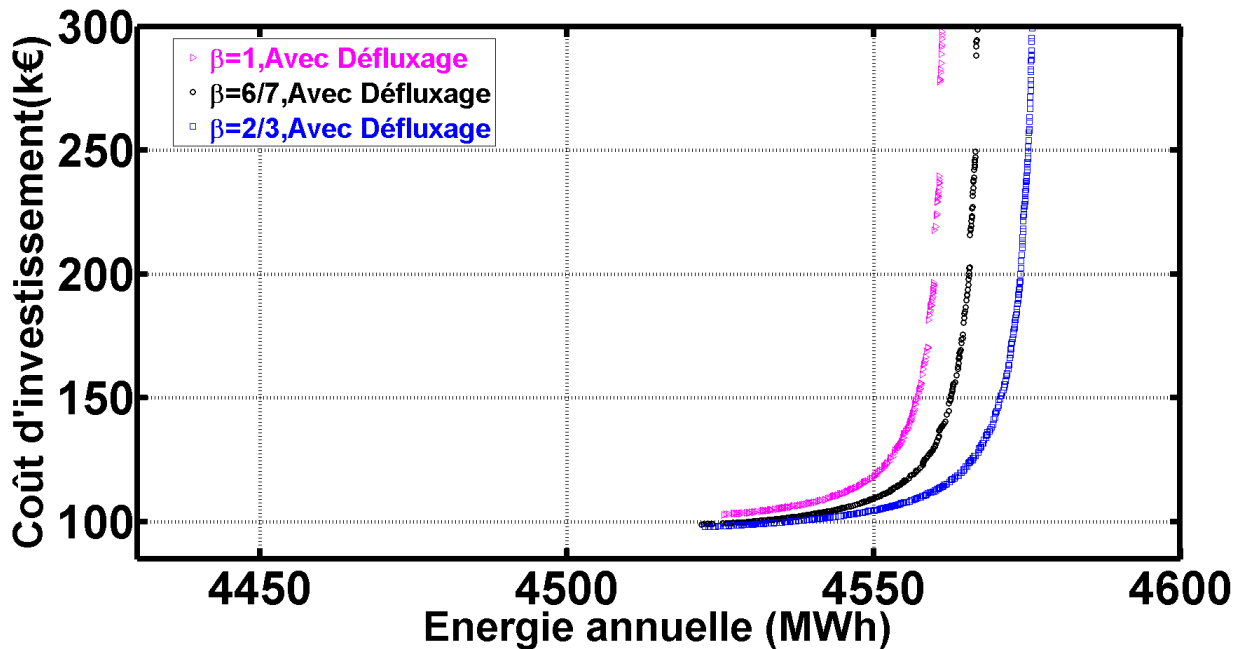
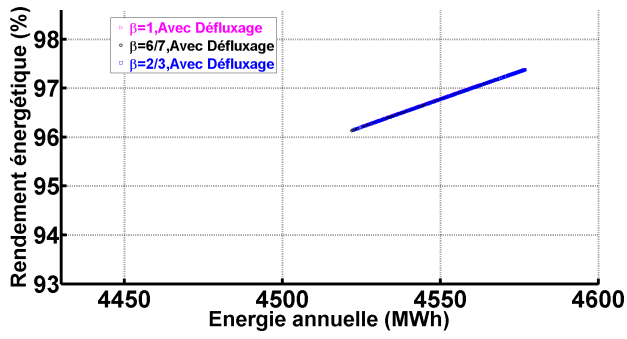
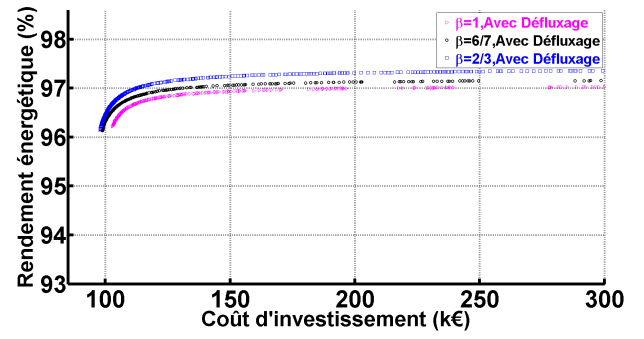


FIGURE 4.10 – Fronts de Pareto des solutions optimales avec défluxage.

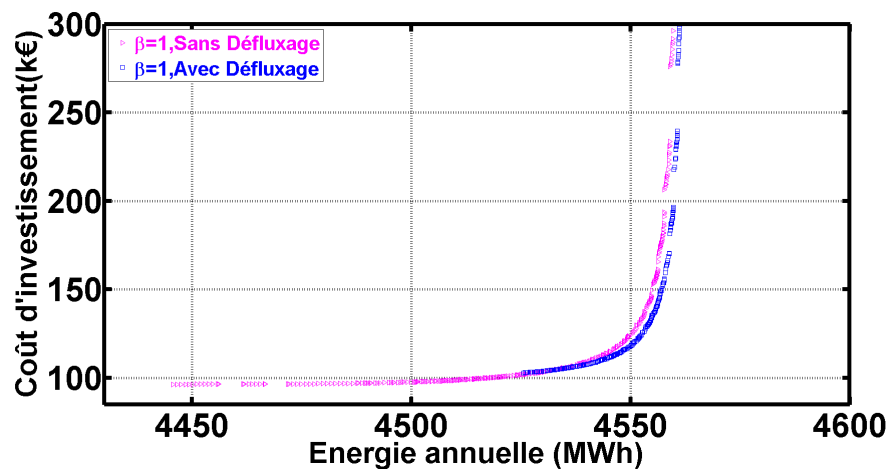


(a) Rendement et énergie annuelle.

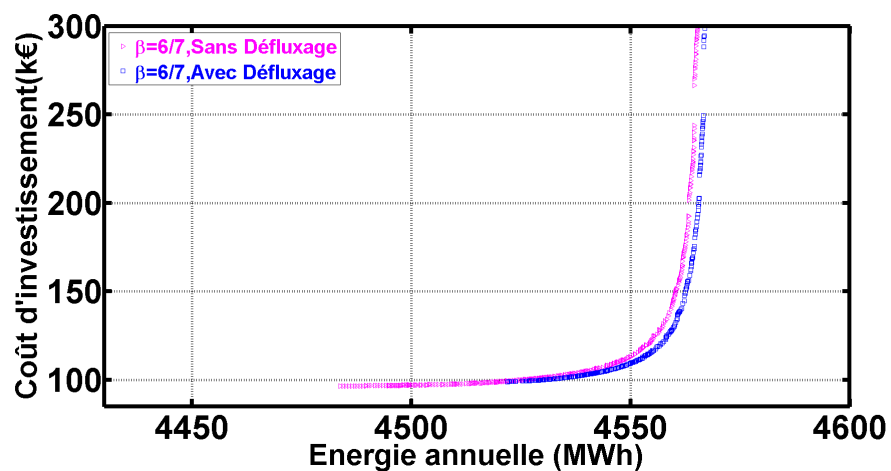


(b) Rendement et coût d'investissement.

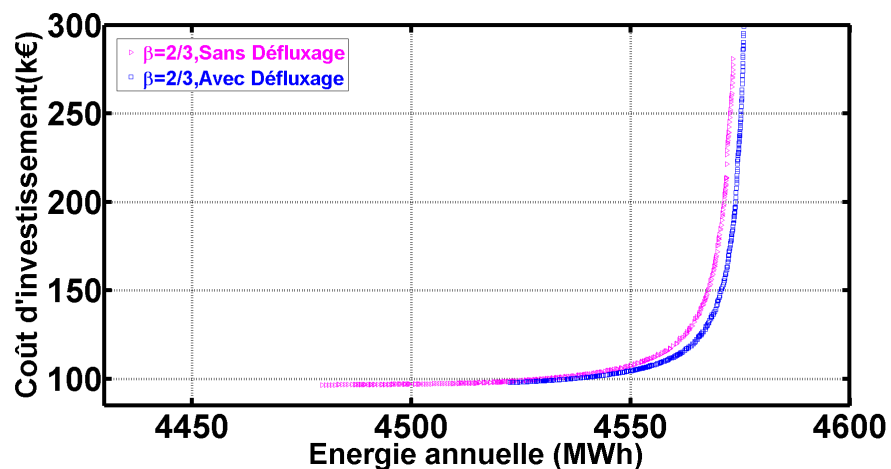
FIGURE 4.11 – Rendement énergétique ($\eta_{\text{énerg}}$) avec Défluxage.



(a) Evolutions des fonction objectif : Sans défluxage et avec défluxage pour $\beta = 1$.



(b) Evolutions des fonction objectif : Sans défluxage et avec défluxage pour $\beta = \frac{6}{7}$.



(c) Evolutions des fonction objectif : Sans défluxage et avec défluxage pour $\beta = \frac{2}{3}$.

FIGURE 4.12 – Apport du défluxage sur l'évolution des fonction objectif :

4.4.2.1 Détermination d'une solution particulière

Chaque solution optimale du front de Pareto représente une géométrie de machine donnée. Des solutions particulières sont ciblées en fixant un critère secondaire. Sachant que pour une hydrolienne, le retour sur investissement est un paramètre important avant la réalisation, nous avons choisi pour la détermination de ce critère secondaire d'analyser le retour sur investissement de la chaîne hydrolienne pour une durée d'exploitation de vingt ans. Le calcul du retour sur investissement pour une période d'exploitation de 20 ans est donnée par l'équation (4.28) [132, 133]. On suppose que le coût de la turbine hydrolienne vaut un million d'euro ($C_{turbine} = 1M\text{€}$) et que le prix du kilowatt de l'électricité pour la filière hydrolienne est le même pour toute la durée considérée ($P_{price/kWh} = 0.14\text{€/kWh}$).

$$R_{revenu} = 20E_{elec}P_{price/kWh} - C_{GSC} - C_{turbine} \quad (4.28)$$

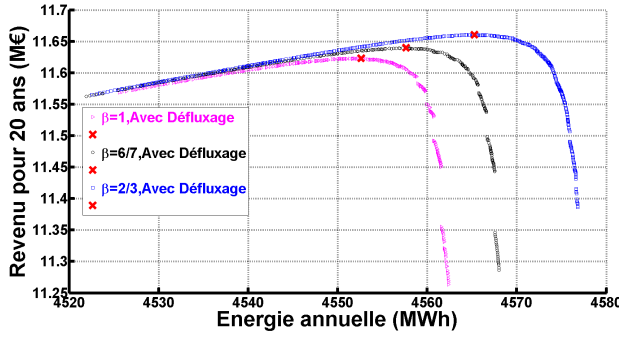
La figure (Fig.4.13) montre l'évolution du retour sur investissement (revenu) pour une durée d'exploitation de vingt ans de la chaîne hydrolienne en fonction de l'énergie annuelle extraite et du cout d'investissement. Sur chaque front de Pareto, nous avons représenté la solution qui donne un revenu maximal pour une durée d'exploitation de 20 ans (croix rouge (Fig.4.5) et (Fig.4.6)).

En termes de revenu, on peut noter les meilleures solutions des deux fonctions objectifs (énergie annuelle et coût d'investissement) où on obtient un retour sur investissement maximal sur la durée de 20 ans (croix rouge sur (Fig.4.5) et (Fig.4.6)).

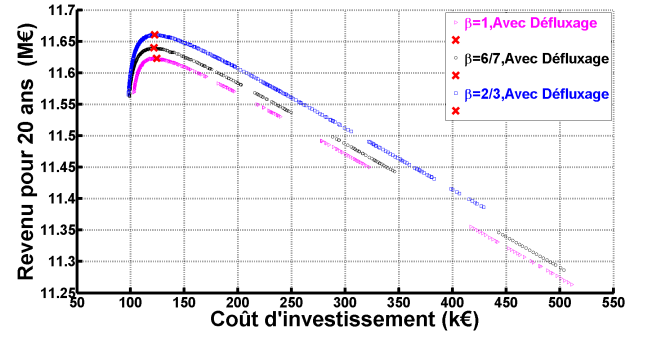
En termes d'énergie annuelle, on peut constater qu'on peut obtenir le même retour sur investissement pour des énergies annuelles différentes. Pour chaque solution avec une énergie annuelle faible, il existe ainsi une autre solution à énergie annuelle élevée pour obtenir le même revenu. De plus, les solutions à énergie annuelle très élevée ne sont pas celles où le retour sur investissement est le plus avantageux.

De la même manière, pour coût d'investissement, il existe une solution à coût d'investissement faible qui présente le même retour sur investissement pour une solution à coût d'investissement élevé. Cela montre que pour chaque profil de FEM retenu, les solutions qui présentent un coût d'investissement dépassant celui où le revenu maximal est obtenu ne sont pas rentables.

En conclusion, en se basant sur le retour sur investissement, on peut dire que la solution la plus intéressante pour chaque profil de FEM est celle dont le retour sur investissement est maximal pour la durée de vie de l'hydrolien (revenu maximal). De plus, sur les trois cas de FEM investigués, la solution avec une FEM sinusoïdale (rapport d'ouverture des aimants de $\beta = \frac{2}{3}$) est la plus prometteuse.



(a) Revenu pour 20 ans et énergie annuelle.



(b) Revenu pour 20 ans et coût d'investissement.

FIGURE 4.13 – Évolution du revenu pour 20 ans (R_{revenu})

Sur les figures (Fig.4.14 et Fig.4.15) qui illustrent les fonctions objectifs et les rendement énergétique, on a identifié en croix rouge les solutions où le retour sur investissement est maximal pour chaque profil de FEM. Ces solutions, qui donnent un revenu maximal, fournissent une énergie annuelle, un coût d'investissement et un rendement intermédiaire. Les valeurs énergétiques des différentes solutions sont résumées dans le tableau (Tab.4.3). Pour les solutions optimales à revenu maximal, on peut noter que la solution avec une FEM sinusoïdale permet de produire un surplus d'énergie annuelle équivalent 7 MWh (soit +0.1%) par rapport à la FEM non-sinusoïdale ($\beta = \frac{6}{7}$) et 12 MWh (soit +0.26%) par rapport au cas d'une ouverture de $\beta = 1$. En termes de coût d'investissement, la solution optimale avec $\beta = \frac{2}{3}$ représente un surcoût 1.9 k€(soit +0.5%) de l'investissement par rapport au cas avec $\beta = \frac{6}{7}$ et un gain de (-1.5%) comparé à la solution obtenue avec $\beta = 1$. Toutefois, il faut noter que le surcoût observé sur le coût d'investissement de la solution avec $\beta = 1$. Par rapport à $\beta = \frac{6}{7}$ peut être compensé en moins de deux ans de production due au surplus d'énergie obtenue. En ce qui concerne les rendements énergétique, on peut noter que les solutions à revenu maximal pour chaque profil de FEM ne fournissent pas le même rendement énergétique. En effet, les rendement sont de 96.83%, 96.95% et 97.12% respectivement pour $\beta = 1$, $\beta = \frac{6}{7}$ et $\beta = \frac{2}{3}$. En se basant sur la quantité d'énergie extraite et de la rentabilité observée, cette comparaison montre bien l'intérêt de la machine pentaphasée à FEM sinusoïdale ($\beta = \frac{2}{3}$) sur celles à FEM non-sinusoïdale ($\beta = 1$ et $\beta = \frac{6}{7}$).

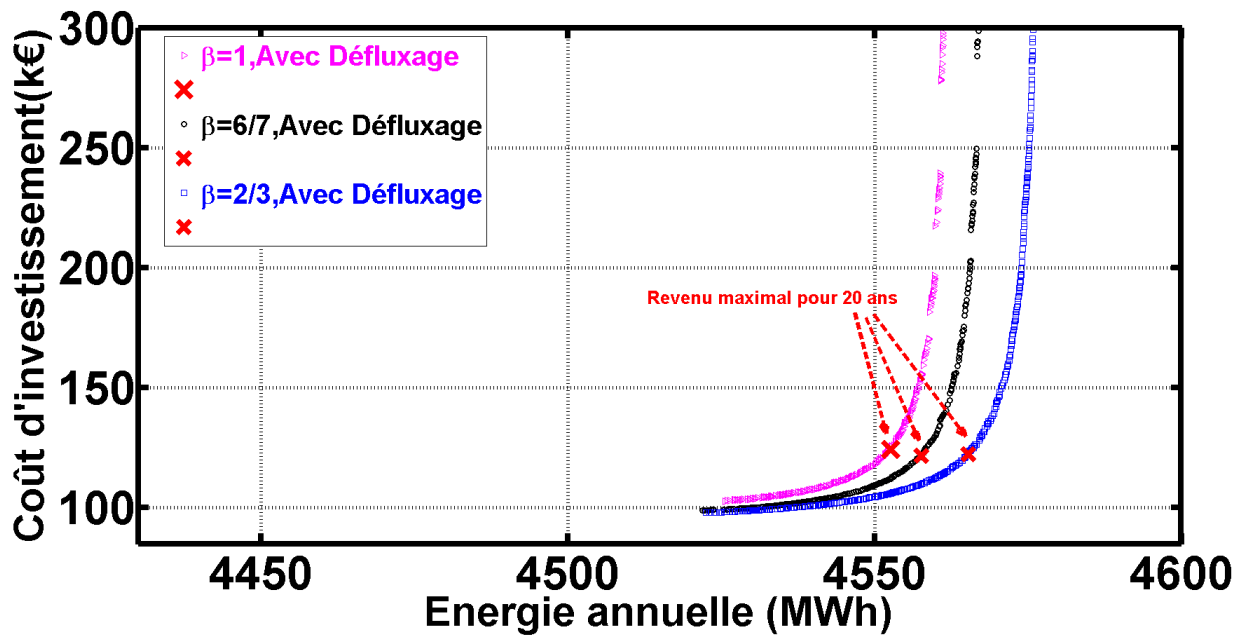
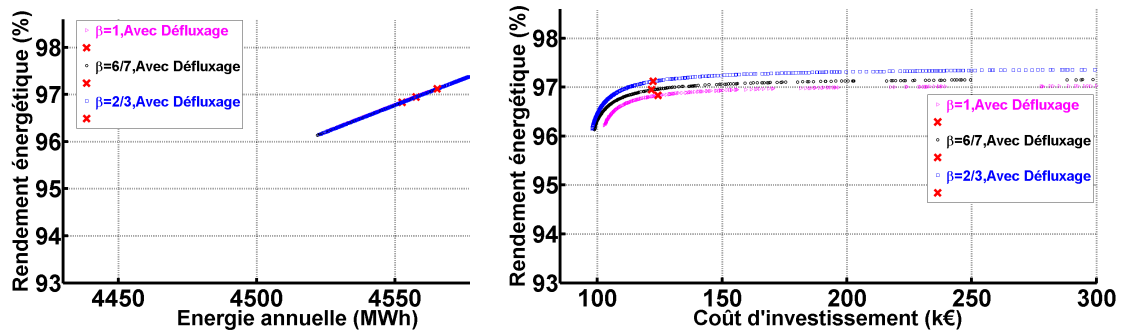


FIGURE 4.14 – Fronts de Pareto des solutions optimales avec défluxage.



(a) Revenu maximal pour 20 ans et énergie annuelle.

(b) Revenu maximal pour 20 ans et coût d'investissement.

FIGURE 4.15 – Rendement énergétique (η_{energ}) avec Défluxage : Solution particulière avec revenu maximal pour 20 ans

TABLE 4.3 – Grandeurs énergétiques des solutions particulières

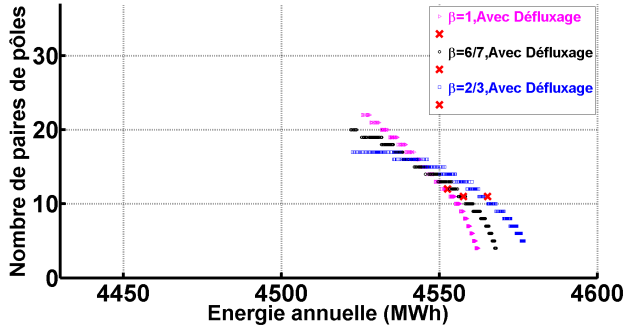
Désignation	$\beta = 1$	$\beta = \frac{6}{7}$	$\beta = \frac{2}{3}$
Energie anuelle (MWh)	4553	4558	4565
Coût d'investissement (k€)	124.2	121.6	122.3
Rendement (%)	96.83	96.95	97.12
Température ($^{\circ}\text{C}$)	35.11	36	37.31

Les figures Fig.4.16.a à Fig.4.16.f présentent les évolutions de quelques variables d'optimisation clé et l'évolution de la température de bobinage sous forme de front de Pareto. Ces grandeurs sont tracées en fonction de chacune des deux fonctions objectifs d'optimisation.

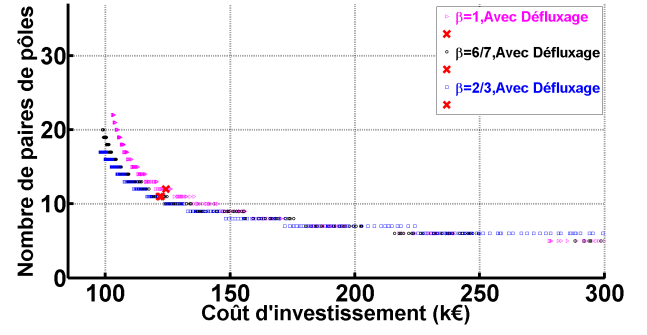
La figure (Fig.4.16.a) illustre l'évolution du nombre de paires de pôles suivant l'énergie annuelle. Celui-ci décroît en fonction de l'énergie annuelle produite. En effet, le couple électromagnétique est proportionnel au nombre de paires de pôles et à la longueur de la machine (p^2L). Ainsi, pour un couple donné, l'augmentation du nombre de paires de pôles favorise l'obtention de machine plate (avec des longueurs faibles (Fig 4.16.e et Fig 4.16.f)). Inversement, la réduction du nombre de paires de pôles favorise également l'obtention de machines longues. De ce fait, la quantité de matières actives augmente y compris le coût d'investissement.

La fréquence des grandeurs électriques représente à une constante près la même évolution que le nombre de paires de pôles. Les fréquences obtenues sont loin de la fréquence limite (5Hz) qui peut induire des pulsation de couple via les courants harmoniques du convertisseur [124].

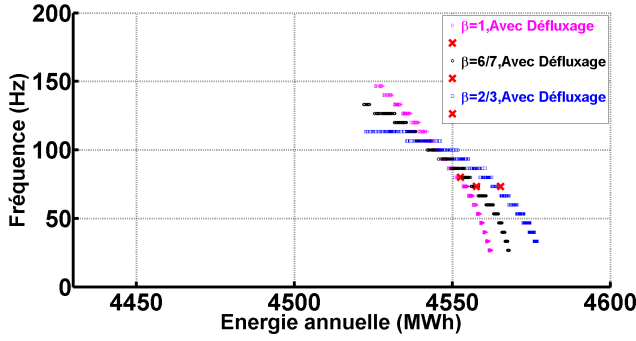
Les figures (Fig 4.16.g et Fig 4.16.g) montrent l'évolution de la température maximale sur cycle du bobinage. Cette température maximal sur cycle est obtenue quant l'ensemble machine-convertisseur fonctionne au point de fonctionnement nominale. La température diminue avec l'augmentation du l'énergie et du coût d'investissement. Elle représente l'image de la surface d'échange et des pertes. L'augmentation de la quantité de matière active (vue par la longueur) favorise d'une part une meilleure évacuation des pertes et d'autre part un coût d'investissement élevé. Ainsi, pour une énergie donnée, la machine à FEM non-sinusoidale ($\beta = 1$) génère une longueur plus élevée donc une surface d'échange plus importante ce qui favorise l'obtention de températures plus faibles. Pour les solutions optimales à faible coût, on peut noter que l'échauffement se produit à une température voisine de la température limite (150°C) et les marges pour l'élévation de température restent faible ce qui limite le niveau de performance. Le fonctionnement du générateur en régime permanent au voisinage de ces températures peut conduire à un vieillissement rapide des isolants et donc de la machine. Pour les solutions optimales à coût élevé, les températures sont loin de la limite thermique. Pour ces machines, du point de vu thermique coté machine, la charge peut être augmentée.



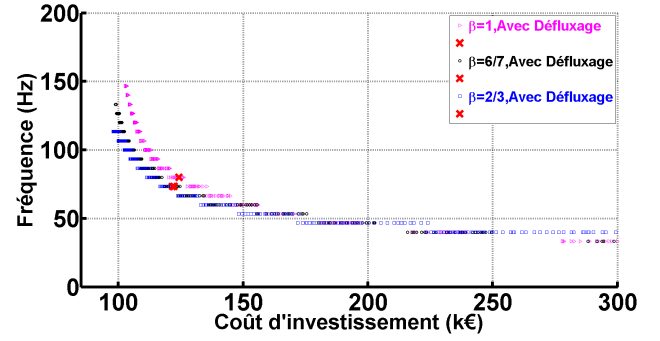
(a) Nombre de paires de pôles et énergie annuelle.



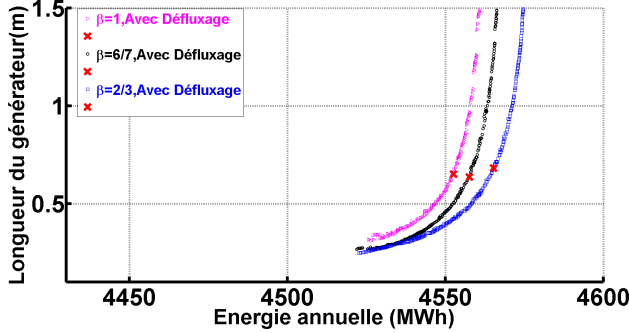
(b) Nombre de paires de pôles et coût d'investissement.



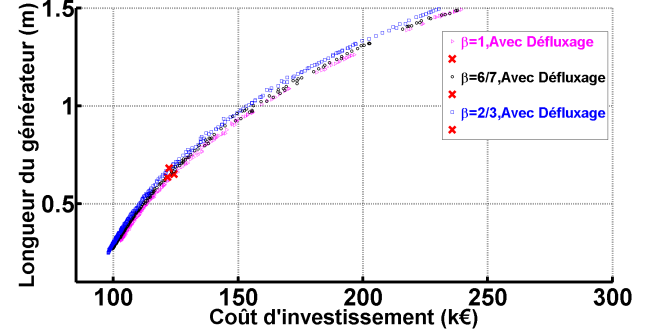
(c) Longueur et énergie annuelle.



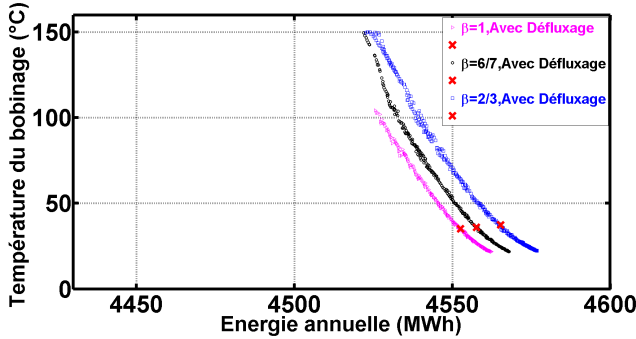
(d) Longueur et coût d'investissement.



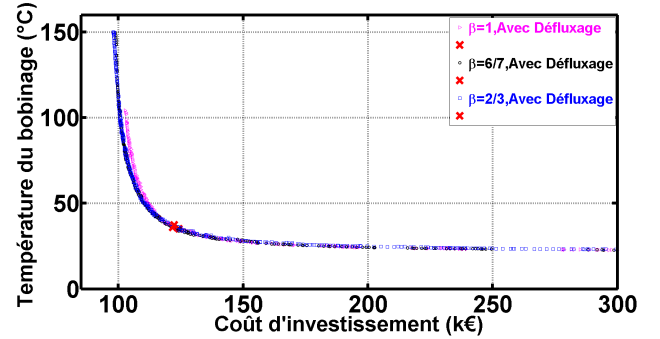
(e) Longueur et énergie annuelle.



(f) Longueur et coût d'investissement.



(g) Longueur et énergie annuelle.



(h) Longueur et coût d'investissement.

FIGURE 4.16 – Fronts de Pareto des variables d'optimisation.

4.4.2.2 Comparaison des solutions particulières en éléments finis

Dans cette section, nous allons vérifier les profils de FEM en ciblant les solutions particulières obtenues. Les valeurs des variables d'optimisation des solutions particulières, qui présentent un retour sur investissement maximal pour une durée d'exploitation de 20 ans, sont indiquées dans le tableau (Tab.4.4) pour les différents profil de FEM. Malgré, le choix du même critère de dimensionnement, on peut voir que les dimensions des machines obtenues sont différentes. Par exemple, les solutions particulières pour $\beta = \frac{2}{3}$ et $\beta = \frac{6}{7}$ sont obtenues avec un nombre de paires de pôles plus faible ($p=11$) comparé à la solution avec $\beta = 1$ où on a douze paires de pôles ($p=12$).

Nous utilisons le logiciel de calcul en élément finis FEMM (Finite Element Method Magnetics), qui peut être couplé avec Matlab, pour avoir le tracé des géométries et comparer la forme des machines.

Ainsi, les grandeurs géométriques déduites du modèle sont injectées dans le logiciel de calcul 2D par éléments finis (FEMM). La figure (Fig.4.17) permet de visualiser pour chaque profil de l'ouverture des aimants, la géométrie, le maillage, la répartition des phases, la répartition des lignes de champ générées par les aimants, la forme d'onde de l'induction au milieu de l'entrefer et sa représentation spectrale pour une paire de pôle. En raison des symétries qu'elle présente, la génératrice synchrone à aimants permanents à cinq phases est représentée sur un domaine réduit représentant deux pôles pour chaque ouverture des aimants (Fig.4.17).

Pour les solutions considérées, les lignes de champs traversent correctement l'entrefer et la culasse statorique sans beaucoup de lignes de fuites.

La largeur des aimants est fonction de l'ouverture. Elle est beaucoup grande sur un profil de FEM non-sinusoidale (ouverture complète $\beta = 1$) et très réduite pour la FEM sinusoidale ($\beta = \frac{2}{3}$). Ceci explique, en partie, l'écart observé sur le coût d'investissement des différentes solutions.

Les lignes de fuites ou de courts-circuits magnétiques entre les pôles rotoriques sont liés à l'ouverture des aimants. Elles sont manifestement inexistantes pour les ouvertures d'aimant plus réduite ($\beta = \frac{2}{3}$ et $\beta = \frac{6}{7}$). En se basant sur l'indicateur du niveau d'induction, on voit que les niveaux d'induction sont plus élevés dans les culasse statorique et rotorique. Le choix d'une ouverture complète $\beta = 1$ induit un court-circuit magnétique entre les pôles rotoriques et augmente d'avantage le niveau d'induction à ce point du rotor. Toutefois, il est important de noter que l'hypothèse du modèle linéaire de la machine reste vérifiée, car les géométries obtenues ne sont pas magnétiquement saturées.

Concernant, la forme d'onde de l'induction, nous avons tracé en bleu la forme d'onde réel et en rouge les composantes fondamentales (h_1 et h_3) de l'induction au milieu de l'entrefer (Fig.4.17.b, Fig.4.17.d et Fig.4.17.f). Pour les ouvertures d'aimant ($\beta = 1$ et $\beta = \frac{6}{7}$), les formes d'onde présentent des allures non-sinusoidales. Cependant, pour une ouverture des aimants ($\beta = \frac{2}{3}$), la forme d'onde présente une allure sinusoidale. Toutefois, on peut noter de faibles perturbations sur les formes d'ondes. Ces perturbations sont uniquement liées à l'ouverture des encoches du stator. Elles représentent les harmoniques de denture et sont plus remarquées pour la FEM avec ($\beta = 1$).

La décomposition spectrale qui permet de voir les différentes composantes harmoniques présentent dans les signaux de l'induction sont illustrées dans les figures (Fig.4.17.b, Fig.4.17.d et Fig.4.17.f à droite). L'analyse spectrale des forme d'onde pour ($\beta = 1$ et $\beta = \frac{6}{7}$) montre que le fondamental et l'harmonique de rang trois présentent des amplitudes plus élevées. Tous les harmoniques nocifs de rang supérieurs à trois (3) sont très amortis. Comme convenu dans la partie théorique, on peut voir également que la part de l'harmonique de rang trois est plus élevée pour le cas ($\beta = 1$) comparée à celle obtenue avec ($\beta = \frac{6}{7}$). Pour la décomposition spectrale de l'induction pour ($\beta = \frac{2}{3}$), on a la présence d'une seule raie qui représente sa composante fondamentale. Ici, les autres harmoniques sont très amorties en particulier les harmoniques de rang multiples de 3. Ces résultats permettent de valider la formes d'ondes de différents profils de FEM synthétisés dans la partie théorique.

Table 4.4 – Tableau comparatif des dimensions principales pour les solutions particulières

Symboles	$\beta = 1$	$\beta = \frac{6}{7}$	$\beta = \frac{2}{3}$
p	12	11	11
kt	0.4512	0.45	0.4502
R_s (m)	0.4836	0.4846	0.4873
h_{yoke} (cm)	3	3	3
h_{sloto} (cm)	8.21	8.14	7.86
l_g (mm)	2	2	2
h_m (mm)	20	20	19.9
h_r (cm)	3.1	3.06	3.03
L (m)	0.6511	0.6362	0.6819
N_s	1.0472	1.214	1.3147
S_{conv} (MVA)	1.4013	1.404	1.4051

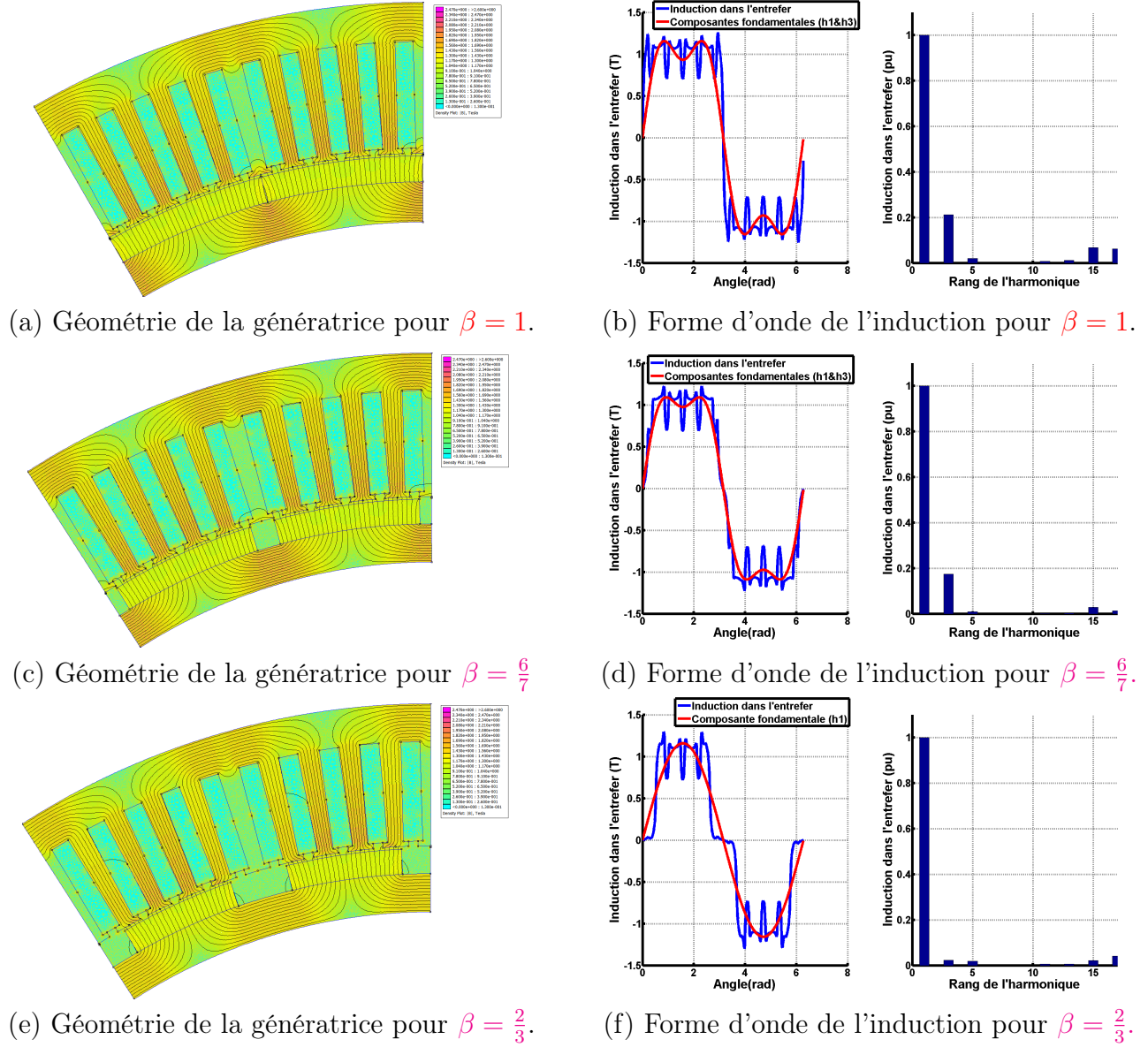


FIGURE 4.17 – Géométries des solutions optimales et évolution du niveau d'induction dans l'entrefer.

Pour vérifier les solutions obtenues avec le modèle analytiques, nous comparons pour chaque profil de FEM les niveaux d'induction au milieu de l'entrefer à vide et les inductances propres et mutuelles obtenues avec le modèle analytique à celles obtenues avec la méthode des éléments finis. Dans cette vérification en élément finis, les machines sont représentées en 2-D. En 2-D, l'effet de l'inclinaison qui impact seulement les niveaux d'induction ne peut pas être prise en compte. Ainsi, cette comparaison se fera donc, au niveau des inductions, sans le coefficient d'inclinaison défini au dans le chapitre précédent.

Pour chaque profil de FEM, le tableau (Tab.4.5) présente le fondamental et l'harmonique de rang trois de la valeur maximale de l'induction au milieu de l'entrefer.

Table 4.5 – Solutions optimales à revenu maximal: Comparaison des inductions et des inductances obtenues avec la méthode des éléments finis(MEF) contre le modèle analytique (MA)

		$B_{mg1}(T)$	$B_{mg3}(T)$	$\frac{B_{mg3}}{B_{mg1}}(\%)$	$L_0(mH)$	$L_1(mH)$	$L_2(mH)$
$\beta = 1$	MEF	1.301	0.429	32.9	0.116	0.014	-0.051
	MA	1.448	0.482	33.3	0.127	0.013	-0.046
	Erreur (%)	10	10	1.2	8.6	-7.7	-10.8
$\beta = \frac{6}{7}$	MEF	1.264	0.340	26.73	0.143	0.016	-0.064
	MA	1.403	0.375	26.89	0.153	0.017	-0.06
	Erreur (%)	9.9	9.3	0.5	6.5	5.8	-6.6
$\beta = \frac{2}{3}$	MEF	1.177	0.004	0.3	0.171	0.029	-0.078
	MA	1.243	0	0	0.18	0.03	-0.079
	Erreur (%)	5.3	-	-	5	3	1.2

Les valeurs maximales des niveaux d'induction obtenus par la méthode analytique présentent une bonne conformité par rapport à celles obtenues en éléments finis. En effet, les erreurs absolues des inductions pour les deux méthodes sont très faibles et on retrouve pratiquement les mêmes rapport entre l'harmonique de rang trois sur le fondamentale de l'induction ($\frac{B_{mg3}}{B_{mg1}}$).

En ce qui concerne les inductances obtenues en éléments finis, elles sont déterminées en alimentant juste une des phases et en annulant le champ coercitif des aimants du rotor. Ainsi, la détermination du flux total induit dans toutes les phases permet de déduire les différentes inductances. Le flux de la phase dans lequel le courant est injecté permet de déterminer l'inductance propre. Et les flux obtenus dans les autres phases ont permis de déduire les différentes inductances mutuelles. Pour le calcul en éléments finis, le courant nominal est injecté dans une des phases. La comparaison montre les valeurs d'inductances obtenues avec les deux méthodes présentent des différences acceptables.

Les écarts que nous avons observés entre le modèle analytique et la méthode des éléments finis peuvent s'expliquer par plusieurs raisons. D'une part, nous avons l'effet de l'ouverture des encoches qui engendre de l'induction. Ces variations d'induction provenant de l'effet des encoches du stator ne sont pas prises en compte lors de la synthèse de FEM. D'autre part, nous avons les hypothèses simplificatrices du modèle, comme par exemple la disposition des encoches qui sont rectangulaires et alignées au lieu de circulaire.

4.4.2.3 Comportement sur cycle

Dans cette section, nous allons présenter l'évolution de quelques grandeurs électriques sur le cycle hydrolien.

Les figures (Fig.4.18.a à Fig.4.18.d) illustrent les courants imposés dans le plan de Park au cours du cycle. Pour chaque point de fonctionnement du cycle en régime permanent, les génératrices sont sollicitées à produire le même couple électromagnétique imposé par la caractéristique hydrolien. Pour chaque profil de FEM, les courants dans l'axes q de la machine principale sont présentés dans la figure (Fig.4.18.a). Les courants présentent une évolution

différente suivant le point de fonctionnement considéré. Ils augmentent jusqu'à la vitesse de base et se stabilisent. On peut voir que les profils de FEM non-sinusoïdale produisent le plus courants dans tout le cycle, en particulier celui avec une ouverture complète des aimants. En effet, les courants dans les axes q étant directement à partir du couple électromagnétique par les équations (4.22), on peut voir que la machine à FEM sinusoïdale produit le plus de flux et donc moins de courant en tenant compte du nombre de paires de pôles obtenus comparer au profil à FEM non-sinusoïdale.

Les courants dans l'axe d de la machine principale présentent une évolution décroissante jusqu'à la vitesse de base avant de se stabiliser. Ils sont négatifs et non nuls sur tout le cycle ce qui émane du défluxage. Ce courant sur l'axes d a permis de réduire les pertes dans la chaîne de conversion. Ce défluxage est beaucoup plus marqué avec la machine à FEM sinusoïdale.

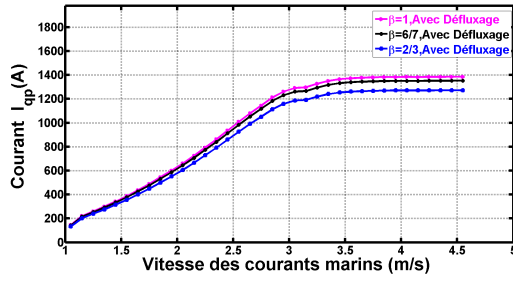
L'évolution des courants dans la machine secondaires sont présentés dans les figures (Fig.4.18.c et Fig.4.18.d) pour chaque profil de FEM. Les calibres des courants dans la machine fictive secondaire sont plus faibles comparés aux courants dans la machine fictive principale quel que soit le profil de FEM considéré. En effet, dans ces machines la plus grande partie du couple électromagnétique est produite par la machine fictive principale.

Les courants dans la machines secondaire pour la FEM sinusoïdale sont toujours nuls, car cette dernière ne présente pas de machine fictive secondaire. Pour les même raisons par rapport au courants dans les axes q de la machine principale, la machine fictive secondaire avec une FEM non-sinusoïdale pour $\beta = 1$ produit plus de courants dans l'axe q comparée à la machine non-sinusoïdale avec $\beta = \frac{6}{7}$. Les courants dans les axes d de la machine fictive secondaires restent négatifs et le profil de FEM $\beta = 1$ produit le plus de courants.

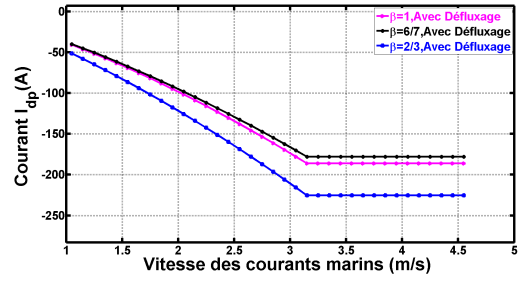
Pour vérifier les contraintes électriques du convertisseur (tensions et courants) sur tout le cycle pour différents points de fonctionnement, les valeurs maximales de courants et des tensions sont comparées aux limites imposées par les contraintes. Les courbes Fig.4.18.e et Fig.4.18.f présentent respectivement l'évolution des courants de phase et de la tension simple sur cycle. Au vu des résultats, on peut voir que les générateurs obtenus respectent les contraintes imposées sur tout le cycle. En effet, la contrainte de tension limitée à la tension du bus continu ($V_{s-RMS} \leq \frac{U_{dc}}{2\sqrt{2}}$) (voir (4.4)) est toujours respectée sur tout le cycle. De même, la valeur efficace du courant de ligne (I_{s-RMS}) limitée au courant nominal, qui dérive de la puissance du convertisseur ($I_{Nom} = \frac{2\sqrt{2}S_{conv}}{5U_{dc}}$), respecte la contrainte de courant définie dans l'équation (4.4). En termes de courants, il est important de noter que pour le même couple électromagnétique demandé, les machines à FEM non-sinusoïdale génèrent plus de courants en particulier la FEM avec $\beta = 1$.

La figure Fig.4.18.g et Fig.4.18.h présentent respectivement les pertes globales (pertes machine et pertes convertisseur) et le rendement sur cycle pour les différents profils de FEM. Ces grandeurs permet de justifier d'avantage le surplus d'énergie annuelle observée avec la machine à FEM sinusoïdale avec $\beta = \frac{2}{3}$.

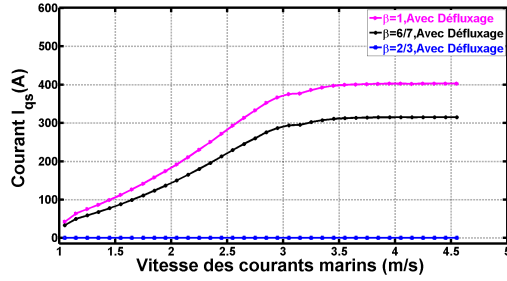
Par rapport à la configuration à FEM sinusoïdale, nous constatons que la machine à FEM non-sinusoïdale $\beta = 1$ génère le maximum de pertes. Cela se justifie par l'amplitude importante des courants observés pour générer le même couple électromagnétique demandé.



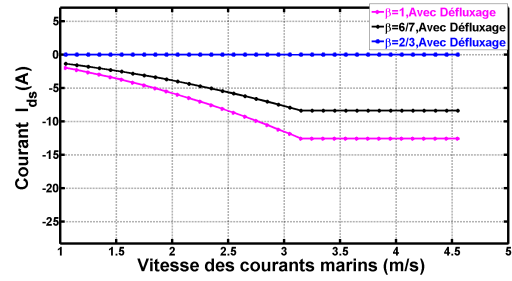
(a) Courants dans l'axe q de la machine principale.



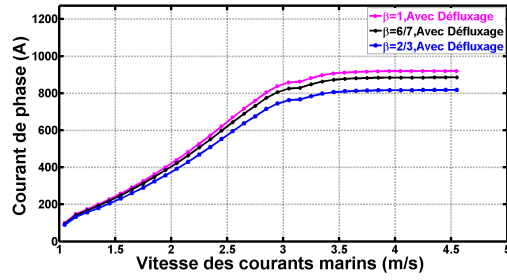
(b) Courants dans l'axe d de la machine principale.



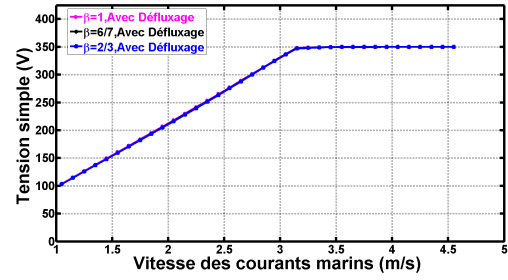
(c) Courants dans l'axe q de la machine secondaire.



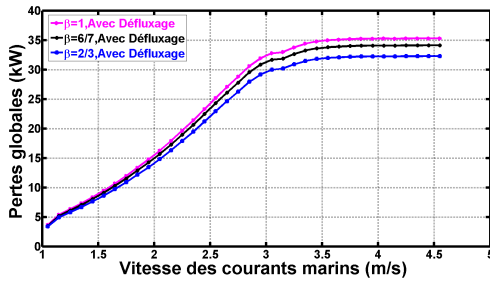
(d) Courants dans l'axe d de la machine secondaire.



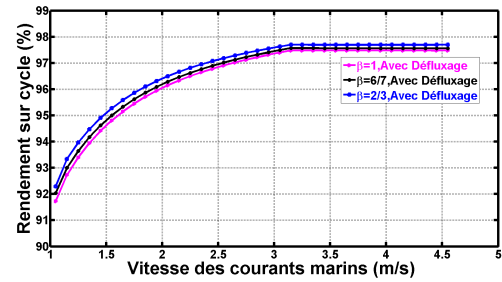
(e) Courants de phase.



(f) Tension simple.



(g) Pertes globales sur cycle.



(h) Rendement sur cycle.

FIGURE 4.18 – Évolution de quelques grandeurs électriques sur cycle.

Sur le cycle hydrolien, les rendements obtenus sont acceptables quel que soit le point de fonctionnement choisi du cycle. Ces rendements sont de l'ordre de 92 à 97 %. Toutefois, la configuration à FEM sinusoïdale offre un meilleur rendement sur tout le cycle comparée aux

configurations à FEM non-sinusoïdale (Fig.4.18.h). En appliquant le temps de fonctionnement pour chaque vitesse afin d'évaluer l'énergie annuelle, ce résultat explique la différence de rendement énergétique observé dans les figures (Fig.4.15.a et Fig.4.15.b).

TABLE 4.6 – Paramètres de simulations des solutions particulières

	$\beta = 1$	$\beta = \frac{6}{7}$	$\beta = \frac{2}{3}$
p	12	11	11
$\Phi_{m1}(\text{Wb})$	1.4858	1.6344	1.689
$\Phi_{m3}(\text{Wb})$	0.1441	0.1271	0.00
$r_s (m\Omega)$	0.625	0.7025	0.902

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthodologie d'optimisation sur cycle de l'ensemble machine convertisseur dans l'objectif de produire un maximum d'énergie électrique à moindre coût tout en respectant les contraintes (exigences physiques) pour une bonne intégrité de la chaîne de conversion hydrolien. Cette optimisation associée une loi de commande fixe sur tout un cycle avec la prise en compte ou non de pertes fer est réalisée grâce aux variables d'optimisation (géométrie de la machine et puissance du convertisseur). Pour une architecture tolérante aux défauts de type pentaphasé, cette optimisation a permis de montrer que la machine à FEM sinusoïdale représente la machine la plus adéquate pour exploiter au mieux la chaîne de conversion considérée. Cette conclusion est d'autant plus réaliste que si cette machine est associée à une loi de commande avec défluxage sur le cycle hydrolien.

Chapitre 5

Pilotage en mode normal et en mode dégradé d'une GSAP pentaphasée-redresseur MLI

Sommaire

5.1	Introduction	140
5.2	Fonctionnement en mode normal	140
5.2.1	Stratégie de commande en mode normal	140
5.2.2	Simulation de la commande en fonctionnement normal	144
5.3	Fonctionnement en mode défaut	148
5.3.1	Ouverture d'une phase	151
5.3.2	Ouverture de deux phases	164
5.4	Étude comparative des différentes stratégies de contrôle : 2 phases ouvertes	175
5.5	Conclusion	180

5.1 Introduction

Le chapitre précédent a mis en évidence l'avantage de l'utilisation de la génératrice pentaphasée à FEM sinusoïdale pour notre application hydrolienne. Dans ce chapitre, on s'intéresse à la commande de la génératrice pentaphasée à FEM sinusoïdale associée à un convertisseur à cinq bras sans liaison de neutre.

En cas de défaut de circuit ouvert lié à l'ouverture d'une ou de plusieurs phases de la machine ou du convertisseur, le comportement du système change. La génératrice génère un couple ondulatoire qui dégrade la qualité de l'énergie extraite.

Dans ce chapitre, notre objectif est d'investiguer la possibilité de fonctionnement en dégradé de la génératrice pentaphasée en se basant sur le modèle de Park sans avoir recours à une reconfiguration matérielle de l'architecture de puissance d'une part et sans recourir à l'utilisation de correcteurs robustes d'autre part. Nous nous intéressons aux stratégies de commande en mode normal et en mode défaut. Dans un premier temps, nous analyserons d'abord le comportement en régime dynamique de la génératrice pentaphasée à FEM sinusoïdale en mode de fonctionnement normal. Nous étudierons ensuite le fonctionnement en mode dégradé. Nous allons considérer deux types de défauts qui sont liés à l'ouverture des phases. Le premier cas est basé sur l'ouverture d'une phase et le deuxième cas repose sur l'ouverture de deux phases.

Enfin, nous présenterons trois stratégies de commande qui sont susceptibles d'être adoptées en fonctionnement dégradé. Pour déceler les contraintes de fonctionnement en mode dégradé, une comparaison quantitative et qualitative des différentes lois de commande sera détaillée en portant un intérêt particulier aux paramètres physiques de l'ensemble machine-convertisseur.

5.2 Fonctionnement en mode normal

5.2.1 Stratégie de commande en mode normal

Dans cette section, nous procédons à l'étude de l'ensemble machine-convertisseur de notre système en fonctionnement normal. Nous considérons le cas d'une génératrice pentaphasée à pôles lisses couplée en étoile sans liaison de neutre et associée à un convertisseur de puissance à cinq bras (Fig.5.1). Nous admettons que la force électromotrice (FEM) de la génératrice est sinusoïdale. Les semi-conducteurs de puissance du convertisseur seront commandés de manière à imposer les formes d'onde désirées aux courants de phases.

En rappel, le modèle mathématique de la machine en mode normal est donnée par l'équation (5.1).

$$\begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \\ E_d \\ E_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 & L_1 & L_2 & L_2 & L_1 \\ L_1 & L_0 & L_1 & L_2 & L_2 \\ L_2 & L_1 & L_0 & L_1 & L_2 \\ L_2 & L_2 & L_1 & L_0 & L_1 \\ L_1 & L_2 & L_2 & L_1 & L_0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

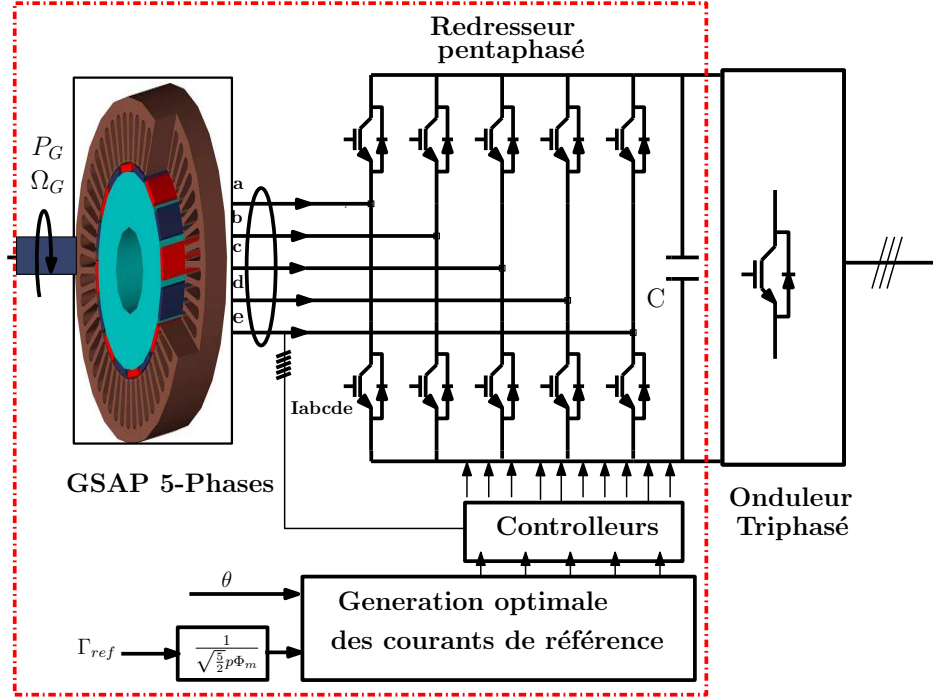


FIGURE 5.1 – Génératrice pentaphasée associée à un redresseur MLI sans liaison de neutre en mode normal.

5.2.1.0.1 Modèle dans le repère abcde En mode normal, dans l'hypothèse d'une génératrice à FEM sinusoïdale, le vecteur de la FEM s'écrit sous la forme:

$$\begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \\ E_d \\ E_e \end{bmatrix} = E_m \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - a) \\ \sin(\theta - 2a) \\ \sin(\theta + 2a) \\ \sin(\theta + a) \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Où: $a = \frac{2\pi}{5}$ et $E_m = p\Omega\Phi_m$.

En imposant des courants de phases qui sont colinéaires aux FEMs en fonctionnement normal (5.3), on produit un couple constant avec le minimum de pertes Joule statoriques [41, 134].

$$\frac{E_a}{I_a} = \frac{E_b}{I_b} = \frac{E_c}{I_c} = \frac{E_d}{I_d} = \frac{E_e}{I_e} \quad (5.3)$$

En respectant le critère de colinéarité des FEM et des courants, on peut déduire les expressions des courants de phases pour un couple de référence désiré à une vitesse donnée.

$$I_z = \Gamma_{ref} \Omega \frac{E_z}{\sum_{z=a}^e E_z^2} \quad (5.4)$$

Où $z=a,b,c,d,e$.

5.2.1.0.2 Modèle dans le repère $\alpha\beta z1z2h$ Dans le cas général, les grandeurs électriques (courants et FEMs) peuvent se projeter dans un espace orthonormé de dimension 5 ($\alpha\beta z1z2h$). Cet espace est constitué de deux plans et d'une droite appelée homopolaire. Le graphique (Fig.5.2) rappelle les projections des grandeurs électriques dans les trois sous espaces. La matrice de transformation (T_5) qui permet cette projection en fonctionnement normal se définit par :

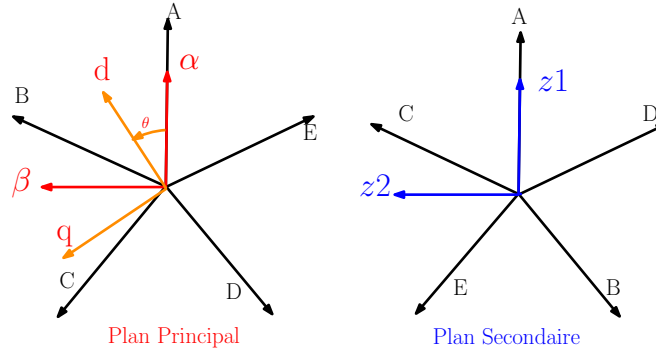


Figure 5.2 – Présentation vectorielle des différents plans

$$[T_5]^{-1} = \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta}^t] \\ [T_{z1z2}^t] \\ [T_h^t] \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(a) & \cos(2a) & \cos(2a) & \cos(a) \\ 0 & \sin(a) & \sin(2a) & -\sin(2a) & -\sin(a) \\ 1 & \cos(2a) & \cos(a) & \cos(a) & \cos(2a) \\ 0 & -\sin(2a) & \sin(a) & -\sin(a) & \sin(2a) \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Avec:

$$\begin{cases} [T_{\alpha\beta}^t] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(a) & \cos(2a) & \cos(2a) & \cos(a) \\ 0 & \sin(a) & \sin(2a) & -\sin(2a) & -\sin(a) \end{bmatrix} \\ [T_{z1z2}^t] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(2a) & \cos(a) & \cos(a) & \cos(2a) \\ 0 & -\sin(2a) & \sin(a) & -\sin(a) & \sin(2a) \end{bmatrix} \\ [T_h^t] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \end{cases}$$

En appliquant cette transformation au vecteur FEM, on obtient le vecteur FEM dans le nouveau référentiel.

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \\ E_{z1} \\ E_{z2} \\ E_h \end{bmatrix} = [T_5]^{-1} \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \\ E_d \\ E_e \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{5}{2}} E_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Dans le repère $\alpha\beta z1z2h$, le couple électromagnétique est:

$$\Gamma_{\alpha\beta} = \frac{\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \\ E_{z1} \\ E_{z2} \\ E_h \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_{z1} \\ I_{z2} \\ I_h \end{bmatrix}}{\Omega} = \quad (5.7)$$

Il a trois composantes, un par plan:

$$\begin{cases} \Gamma = \Gamma_{\alpha\beta} + \Gamma_{z1z2} + \Gamma_h \\ \Gamma_{\alpha\beta} = \frac{E_\alpha I_\alpha + E_\beta I_\beta}{\Omega} \\ \Gamma_{z1z2} = \frac{E_{z1} I_{z1} + E_{z2} I_{z2}}{\Omega} \\ \Gamma_h = \frac{E_h I_h}{\Omega} \end{cases} \quad (5.8)$$

Comme les composantes de la FEM E_{z1} , E_{z2} et E_h sont nulles dans le cas d'une machine à FEM sinusoïdale, l'expressin du couple se simplifie:

$$\Gamma_{\alpha\beta} = \frac{E_\alpha I_\alpha + E_\beta I_\beta}{\Omega} \quad (5.9)$$

5.2.1.0.3 Modèle dans le repère de Park Cette transformation de Park n'affecte que les deux premières variables X_α et X_β .

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_h \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Dans le repère de Park, l'expression du couple devient:

$$\Gamma = \frac{E_d I_d + E_q I_q}{\Omega} \quad (5.11)$$

Sachant que la projection du vecteur FEM suivant l'axe d est nulle et que sa projection suivant l'axe q est donnée par $E_{pq} = \sqrt{\frac{5}{2}}p.\Omega.\Phi_m$, on déduit l'expression finale du couple en fonction de I_q .

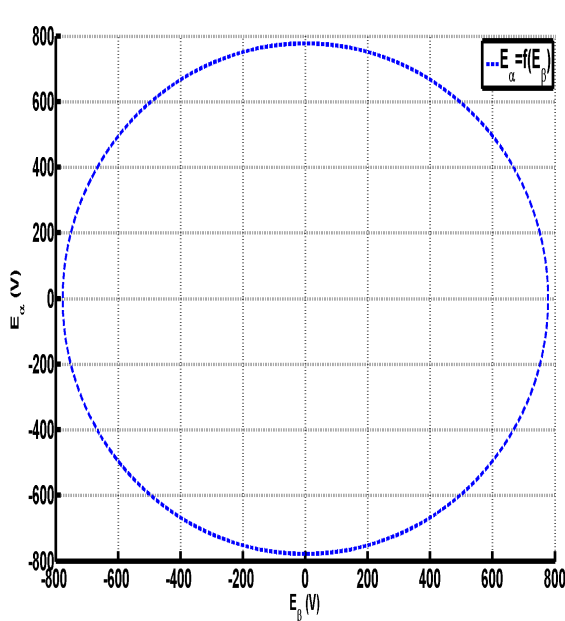
$$\Gamma = \sqrt{\frac{5}{2}}p.\Phi_m I_q \quad (5.12)$$

5.2.2 Simulation de la commande en fonctionnement normal

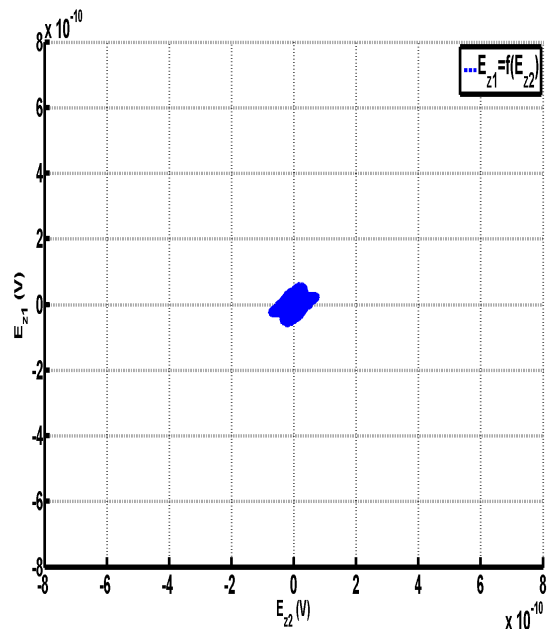
Pour étudier le comportement dynamique de la génératrice en fonctionnement normal, les simulations sont effectuées sous l'environnement Matlab/Simulink/SimpowerSystems avec le modèle de la génératrice pentaphasée qui prend en compte les différents couplages entre les enroulements. La vitesse de fonctionnement considérée est la vitesse de base fixée à 400tr/min. La stratégie de commande optimale en mode normale est implémentée.

Nous présentons sur la figure (Fig.5.3) les résultats de simulation obtenus dans le repère de Concordia. Ces courbes illustrent les trajectoires de la FEM et des courants. Les FEMs (E_α et E_β) présentent une trajectoire circulaire pour une vitesse donnée. Idem les courants (I_α et I_β) présentent une trajectoire circulaire. la trajectoire des FEMs (E_{z1} et E_{z2}) et des courants (I_{z1} et I_{z2}) dans le plan secondaire sont représentés par un point. En effet, les courants et les FEM sont nuls. On explique cela par la nature de la FEM et de sa colinéarité avec le courant. Vue le profil de la FEM, on peut déduire que toute la puissance (couple) qui vient de la machine découle des composantes principales de la FEM et des courants.

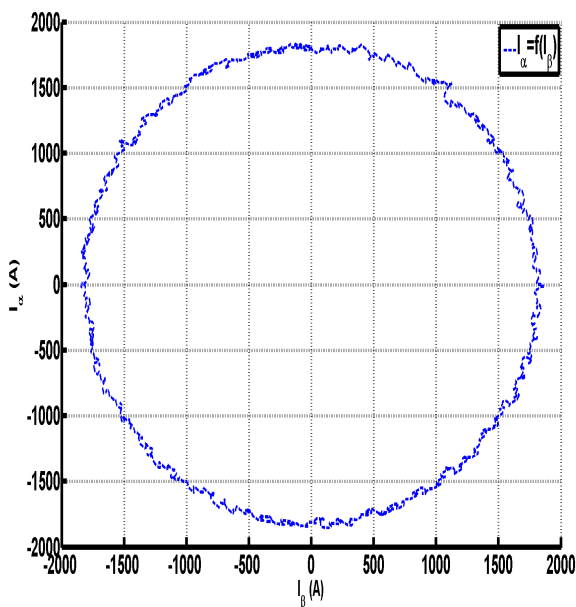
Les figures (Fig.5.4.a à Fig.5.4.b) montrent l'évolution temporelle des grandeurs électriques dans le repère de Concordia. Les vecteurs FEM et les vecteurs courant présentent la même évolution. Les vecteurs des courants I_α et I_β (resp E_α et E_β) sont sinusoïdaux de même amplitude et déphasés de $\frac{\pi}{2}$. Dans le plan de la machine secondaire et la composante homopolaire, leur circuit étant passif impose leur amplitude à zéro.



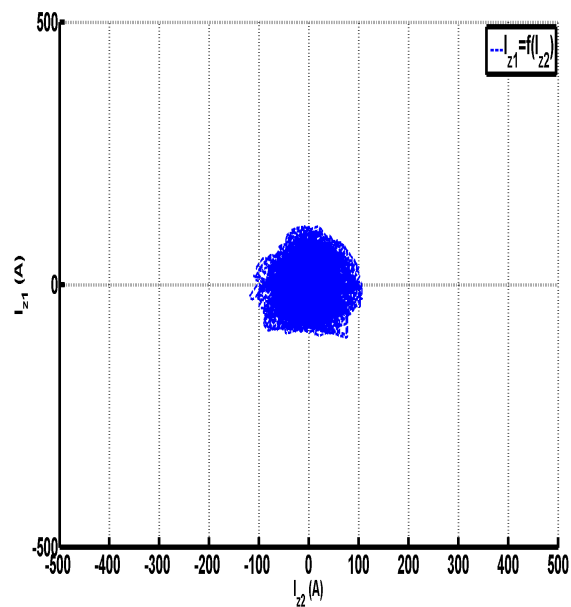
(a) Trajectoire des FEMs (E_α et E_β) dans le plan principal.



(b) Trajectoire des FEMs (E_{z1} et E_{z2}) dans le plan secondaire.

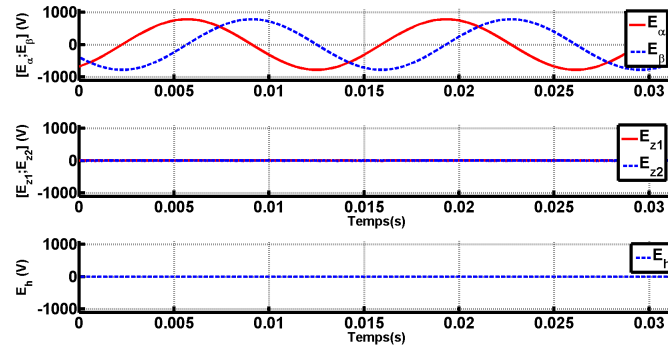


(c) Trajectoire des courants (I_α et I_β) dans le plan principal.

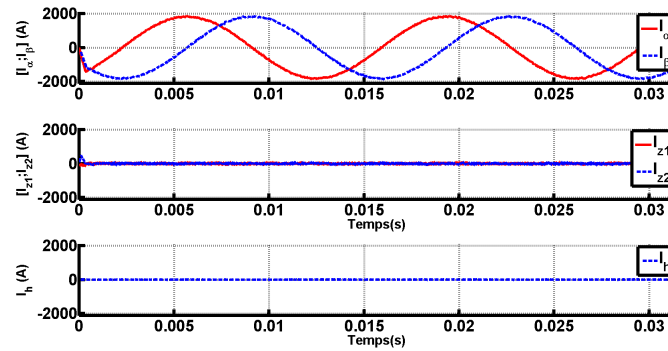


(d) Trajectoire des courants (I_{z1} et I_{z2}) dans le plan secondaire.

FIGURE 5.3 – Lieux de la FEM et des courants dans le plan de Concordia en mode normal



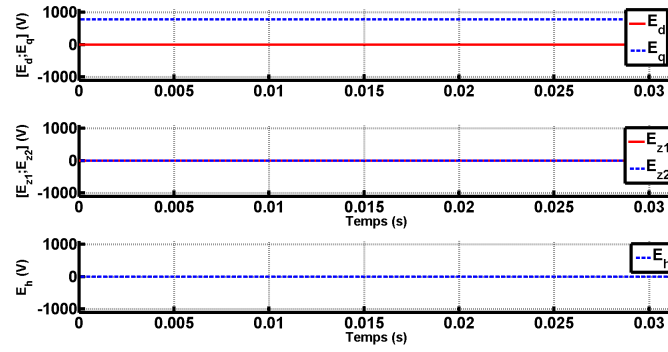
(a) Force électromotrice



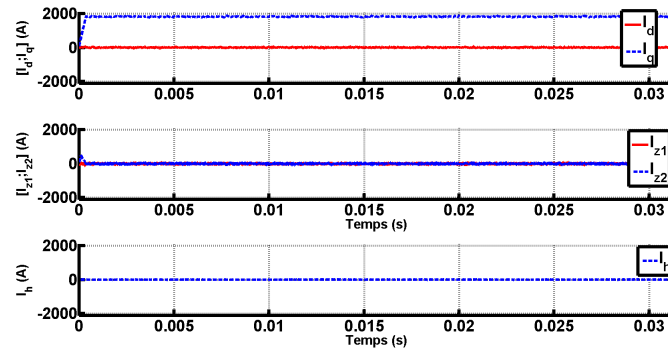
(b) Courants

FIGURE 5.4 – FEM et courants dans le repère de Concordia en mode normal

La figure (Fig.5.5) présente les évolutions des courants et du profil de FEM dans le repère de Park en dq. On peut voir que la FEM E_q et le courant I_q sont différents de zéros. En effet, c'est grâce à leur interaction que vient le couple. Les variables E_d et E_{z1} , E_{z2} et E_h sont nulles à cause du profil de FEM et du couplage en étoile des enroulements de la machine. Le courant homopolaire (neutre) est instantanément nul. En effet, les courants étant proportionnels aux FEMs, on retrouve à un coefficient près les mêmes évolutions.



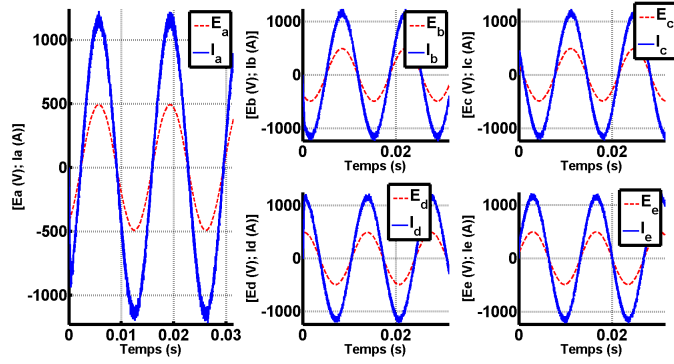
Force électromotrice en dq



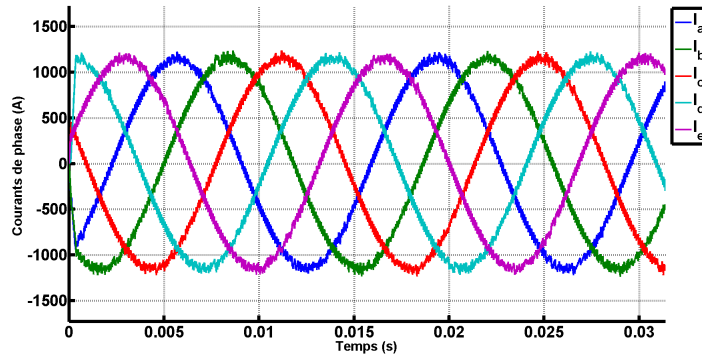
Courants en dq

FIGURE 5.5 – FEM et courants dans le repère de Park en mode normal

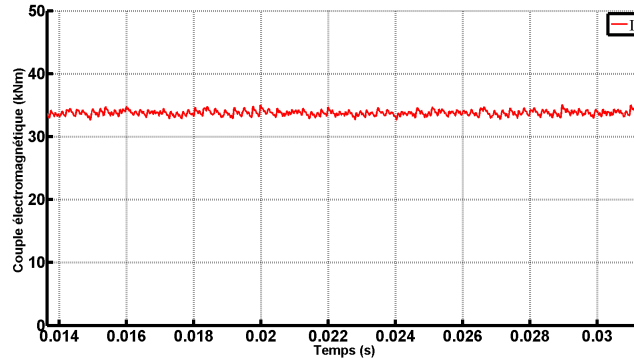
La figure (Fig.5.6) illustre les résultats dans le repère (abcde) en fonctionnement normal lorsque toutes les phases sont alimentées. Pour la génératrice pentaphasée à FEM sinusoïdale, la forme d'onde des FEMs et des courants de phases sont illustrés dans (Fig.5.6.b). L'évolution temporelle de la forme d'onde du couple est présentée dans (Fig.5.6.c). On peut voir que pour chaque phase la FEM est en phase avec le courant de phase. Les courants de phases sont équilibrés, sinusoïdaux et présentent la même amplitude. Le couple électromagnétique est constant et présente une valeur moyenne qui est équivalent à sa valeur nominale. Les quelques variations du couple sont générées uniquement par le découpage de la tension du bus continu à l'entrée du redresseur.



(a) Formes d'onde de la FEM et du courants pour chaque phase



(b) Formes d'onde des courants de phases en mode normal



(c) Couple électromagnétique en mode normal

Figure 5.6 – Résultats de simulation dans le cas du fonctionnement en mode normal

5.3 Fonctionnement en mode défaut

Dans la section précédente, nous avons montré qu'en fonctionnement normal la génératrice produit un couple constant et des courants équilibrés. Dans cette section, nous nous intéressons au fonctionnement en mode dégradé lié à l'ouverture d'une ou de deux phases.

Dans la littérature scientifique, il existe plusieurs travaux de recherche sur le fonctionnement en mode dégradé des machines polyphasées. D'une manière générale, trois approches peuvent être retenues :

- La première approche est basée sur la synthèse de courants de référence de façon à maintenir un couple constant sans modifier la matrice de changement de base. Toutefois, il faut retenir que ces courants de référence injectés contiennent des harmoniques de courant qui contribuent à l'augmentation des pertes Joules [135, 136, 137, 138, 139]. De plus, pour assurer la commande, la mise en place de régulateurs robustes avec de forte bande passante (Régulateur résonant, régulateur fractionnaire) est nécessaire, car les grandeurs électriques deviennent ondulatoires dans le repère de Park [140].
- La deuxième approche est basée sur l'utilisation du point neutre de la machine et du convertisseur en gardant la même matrice de changement de base. Cependant, l'inconvénient de cette méthode réside sur la circulation d'un courant de neutre non nulle et qui présente de forte amplitude [141].
- La troisième approche est basée sur la minimisation des ondulations de couple à partir d'un algorithme d'optimisation [142, 143, 144, 145]. Cette dernière approche réduit partiellement les ondulations de couple liées aux défauts de circuit ouvert.

Dans cette thèse, nous proposons une nouvelle approche systématique basée sur la génération de la matrice de changement de base en mode dégradé. Cette approche permet de garder les courants sinusoïdaux sans injection d'harmoniques de courant. De plus, les points neutres de la génératrice et du convertisseur seront isolés pour éviter la circulation de courant de neutre. Ainsi, un filtrage parfait du couple en mode dégradé sera recherchée.

Pour les applications hydrolienne, il est important de ne pas se limiter tout simplement à la réduction des ondulations de couple. Les problèmes des surcharges et des échauffements thermiques méritent d'être vérifiés en mode défaut pour améliorer d'avantage la continuité de service recherchée.

En mode défaut, la somme des courants statoriques doit restée nulle, car les points neutre sont isolés.

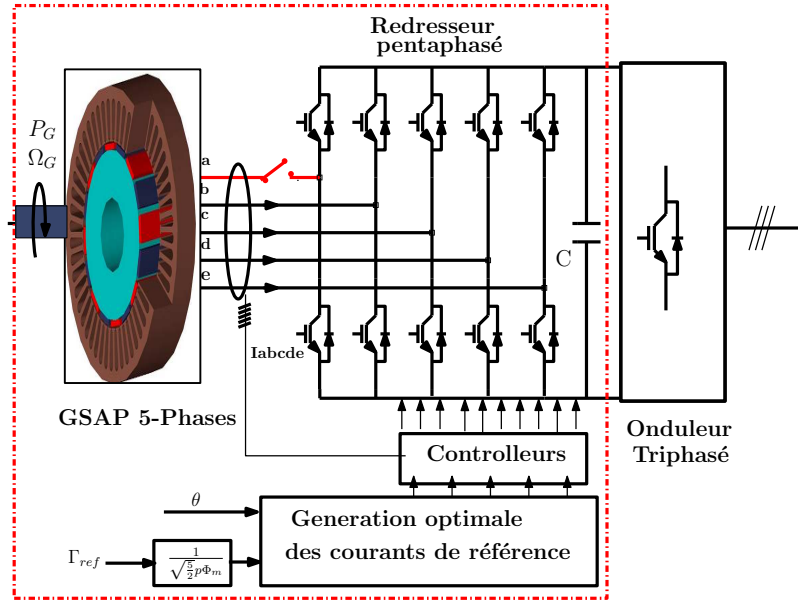
$$\sum_{z=a}^e s_z \cdot I_z = 0. \quad (5.13)$$

En rappel, l'expression du couple électromagnétique en mode défaut est donnée par :

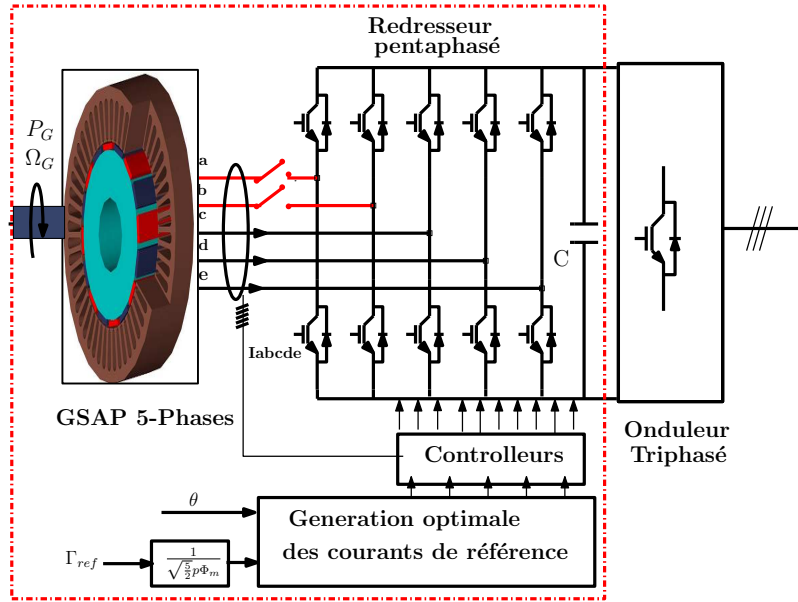
$$\Gamma_{abcde} = \frac{\sum_{z=a}^e s_z \cdot E_z I_z}{\Omega} \quad (5.14)$$

Où : $z=(a,b,c,d,e)$, on a $s_z = 0$ en défaut. $s_z = 1$ en mode sain.

Suivant le nombre de phase déconnectée, nous allons étudier et analyser deux cas de défaut d'ouverture : l'ouverture d'une phase (Fig.5.7.a) et l'ouverture de deux phases (Fig.5.7.b).



(a) Ouverture d'une phase



(b) Ouverture de deux phases

FIGURE 5.7 – Génératrice pentaphasée associée à un convertisseur d'électronique de puissance sans liaison de neutre en mode défaut.

5.3.1 Ouverture d'une phase

Pour investiguer l'ouverture d'une phase sur le comportement de la chaîne de conversion, à titre d'exemple, on suppose que la phase A est en défaut de circuit-ouvert. Donc, on a $s_a = 0$ et $I_a = 0$. En éliminant les équations liées à la phase en défaut, l'équation aux tensions devient:

$$\begin{bmatrix} E_b \\ E_c \\ E_d \\ E_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_b \\ I_c \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 & L_1 & L_2 & L_2 \\ L_1 & L_0 & L_1 & L_2 \\ L_2 & L_1 & L_0 & L_1 \\ L_2 & L_2 & L_1 & L_0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} I_b \\ I_c \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

5.3.1.1 Reconfiguration de la commande

En mode défaut, l'analyse du comportement de la machine dans le repère (abcde) n'est pas évidente. Afin de mieux comprendre le comportement de la machine, nous allons nous intéresser aux modèles diphasés. La première matrice de Concordia (T_5) utilisée jusqu'ici est valable uniquement en mode de fonctionnement normal. En l'absence d'une phase, une nouvelle matrice doit être élaborée et appliquée au système pour conserver des performances acceptables.

En mode normal, on a vu que l'obtention d'un couple constant impose la création d'un champ tournant à la fois sur les courants et sur la FEM. Ainsi, la matrice de Concordia (T_5) utilisée permettait d'avoir des trajectoires circulaires sur les grandeurs électriques (Courant et FEM) dans le repère de Concordia.

Dans notre démarche en mode défaut, nous allons donc rechercher à avoir le même comportement en se basant sur la détermination des matrices adéquates suivant l'état du système. Grâce au convertisseur d'électronique de puissance, on peut appliquer des consignes de courants sur les phases en défauts. Ainsi, il est possible de modifier la forme d'onde des courants de phases pour retrouver les mêmes trajectoires dans le repère ($\alpha\beta h$) que celles obtenue en fonctionnement normal. Cependant, les FEM ne peuvent pas être modifiés, car elles sont imposées par la génératrice.

La nouvelle matrice de changement de base (T_{4a2}) proposée possède quatre lignes différentes dont chacune présente un rôle bien défini (5.16):

$$[T_{4a2}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(a) + x_a & \cos(2a) + x_a & \cos(2a) + x_a & \cos(a) + x_a \\ \sin(a) + y_a & \sin(2a) + y_a & -\sin(2a) + y_a & -\sin(a) + y_a \\ k_{s1} & k_{s2} & k_{s3} & k_{s4} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

- Les deux premières lignes permettent de ramener les courants et les FEM dans un même repère ($\alpha\beta$) tout en ayant un champ tournant pour les courants et les FEMs. Ainsi, la détermination des deux coefficients x_a et y_a permet de garantir un couple constant en mode défaut.

- La troisième ligne permet de cibler des solutions grâce à la variation des quatre coefficients (k_{s1} , k_{s2} , k_{s3} et k_{s4}).
- La quatrième ligne permet de contraindre la somme des courants dans les phases actives à zéro. Elle permet ainsi de respecter le couplage en étoile de la machine en garantissant un courant homopolaire nul (courant de neutre).

Pour que la machine reproduit le même comportement que celui obtenu en mode normal, on doit avoir :

$$\left\{ \begin{aligned} & \begin{bmatrix} \cos(a) + x_a & \cos(2a) + x_a & \cos(2a) + x_a & \cos(a) + x_a \\ \sin(a) + y_a & \sin(2a) + y_a & -\sin(2a) + y_a & -\sin(a) + y_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_b \\ I_c \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} \cos(a) + x_a & \cos(2a) + x_a & \cos(2a) + x_a & \cos(a) + x_a \\ \sin(a) + y_a & \sin(2a) + y_a & -\sin(2a) + y_a & -\sin(a) + y_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_b \\ E_c \\ E_d \\ E_e \end{bmatrix} = E_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (5.17)$$

En résolvant le système d'équation (5.17), on trouve les coefficients x_a et y_a avec $\begin{cases} x_a = -1 \\ y_a = 0 \end{cases}$.

La transformation sur les variables électriques, nous donne:

- pour les courants:

$$\begin{bmatrix} I'_{\alpha-A} \\ I'_{\beta-A} \\ I'_{s-A} \\ I'_{h-A} \end{bmatrix} = [T_{4a2}]^{-1} \begin{bmatrix} I_b \\ I_c \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{5}{2}} I_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

- pour les FEMs :

$$\begin{bmatrix} E'_{\alpha-A} \\ E'_{\beta-A} \\ E'_{s-A} \\ E'_{h-A} \end{bmatrix} = [T_{4a2}]^{-1} \begin{bmatrix} E_b \\ E_c \\ E_d \\ E_e \end{bmatrix} = K \sqrt{\frac{5}{2}} E_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \\ g(\theta) \\ f(\theta) \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Par identification, on trouve pour les différents paramètres les expressions suivantes:

$$\begin{cases} K = 1 \\ g(\theta) = k_{s1}E_b + k_{s2}E_c + k_{s3}E_d + k_{s4}E_e \\ f(\theta) = -E_a \end{cases} \quad (5.20)$$

Les relations (5.18) et (5.19) sont utilisées pour déterminer l'expression du couple électromagnétique dans le repère $(\alpha\beta h)$ en mode défaut. L'expression finale du couple électromagnétique traduit la dépendance du couple électromagnétique par rapport au courant I_q , comme en mode normal.

$$\Gamma_{\alpha\beta-A} = \frac{\begin{bmatrix} E'_{\alpha-A} \\ E'_{\beta-A} \\ E'_{s-A} \\ E'_{h-A} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} I'_{\alpha-A} \\ I'_{\beta-A} \\ I'_{s-A} \\ I'_{h-A} \end{bmatrix}}{\Omega} \quad (5.21)$$

$$\Gamma_{\alpha\beta-A} = \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot K \cdot p \cdot \Phi_m I_m \quad (5.22)$$

5.3.1.2 Strategie 1 : Génération de courant optimal à même amplitude

La fonction objectif recherchée permet de minimiser la différence des amplitudes maximales des courants de toutes les phases actives. En minimisant cette fonction, on obtient une mise en forme des courants garantissant des courants de même amplitude maximale.

$$\text{Min} \left\{ (P_{\text{same-current-peak}}) = \sum_{z'=b}^e \sum_{z=b}^e (I_{\text{max}-z} - I_{\text{max}-z'})^2 \right\} \quad (5.23)$$

Pour déterminer les coefficients $(k_{s1}, k_{s2}, k_{s3}$ et $k_{s4})$ qui correspondent à la solution optimale à même amplitude maximale en l'absence d'une phase, l'algorithme présenté à la figure (Fig.5.8) se déroule en plusieurs étapes, comme suit :

- La première étape consiste à initialiser toutes les données fixes qui n'évoluent pas. Les données sont le courant suivant l'axe direct, le courant suivant l'axe en quadrature et le courant suivant l'axe homopolaire dans le plan de Park.
- La deuxième étape consiste à générer aléatoirement les valeurs numériques des quatre coefficients $(k_{s1}, k_{s2}, k_{s3}$ et $k_{s4})$.
- La troisième phase commence par une initialisation de l'angle électrique. Cette étape représente une phase importante dans la recherche de tous les éléments de la matrice de transformation de base en mode défaut. Pour une période, on incrémente l'angle électrique au centième de la période dans une boucle interne tout en sauvegardant tous les points. Le calcul reste possible si la matrice T_{4a2} est inversible. Toutefois, si la matrice T_{4a2} n'est pas inversible la solution ne sera pas valable et donc sera rejetée.

-
- La quatrième étape comprend l'évaluation des amplitudes maximales des courants de phases dans la base naturelle, ainsi que les pertes Joule.
 - Dans la cinquième étape, les paramètres calculés sont envoyés à l'algorithme de résolution qui minimise la fonction. Cette phase correspond à la phase de résolution qui traite l'équation de la fonction objectif définie. Tant que le nombre d'itération fixé n'est pas atteint ou la solution n'est pas satisfaisante, on retourne à la deuxième étape.
 - Au final, la meilleure solution sera sauvegardée.

5.3.1.3 Stratégie 2 : Génération de courant optimal à pertes Joule minimales

Dans cette section, nous recherchons une stratégie de commande qui minimise les pertes Joule statoriques en mode défaut. Ceci nous amène à établir une démarche méthodologique pour optimiser les formes d'ondes des courants. A partir des quatre coefficients (k_{s1} , k_{s2} , k_{s3} et k_{s4}) définies dans la matrice $T_{4\phi 2}$, nous minimisons la fonction objectif suivante:

$$Min \left\{ (P_J) = \sum_{z=b}^e I_{max-z}^2 \right\} \quad (5.24)$$

Dans la recherche des coefficients pour la stratégie à pertes Joule minimales en l'absence d'une phase, on utilise la même démarche que dans le premier cas en remplaçant la fonction objectif à minimiser par celle de l'équation (5.24). La figure (Fig.5.9) présente l'algorithme de résolution mis en place.

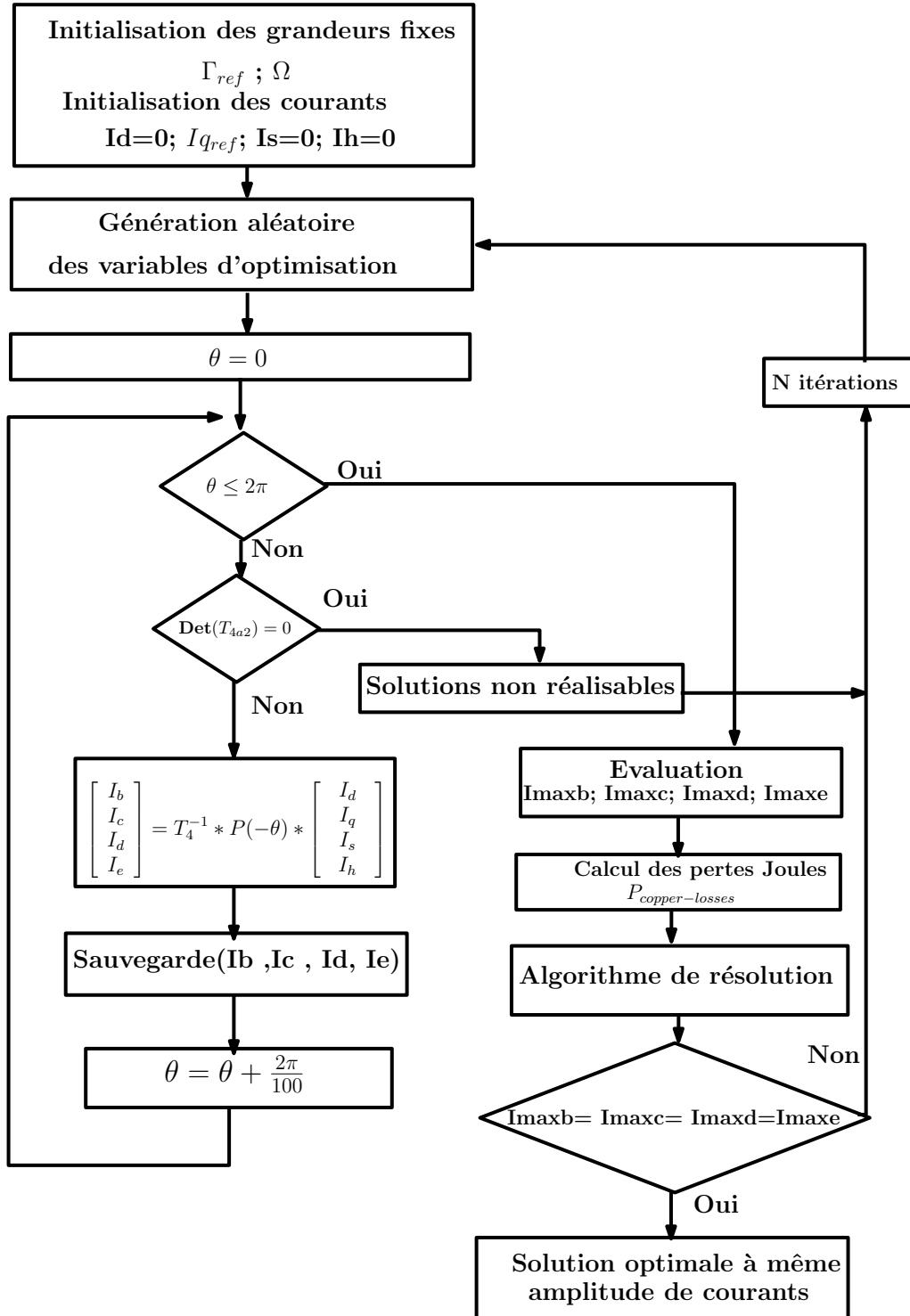


Figure 5.8 – Algorithme de détermination des coefficients $(k_{s1}, k_{s2}, k_{s3}$ et $k_{s4})$ pour avoir des courants de référence à même amplitude maximale

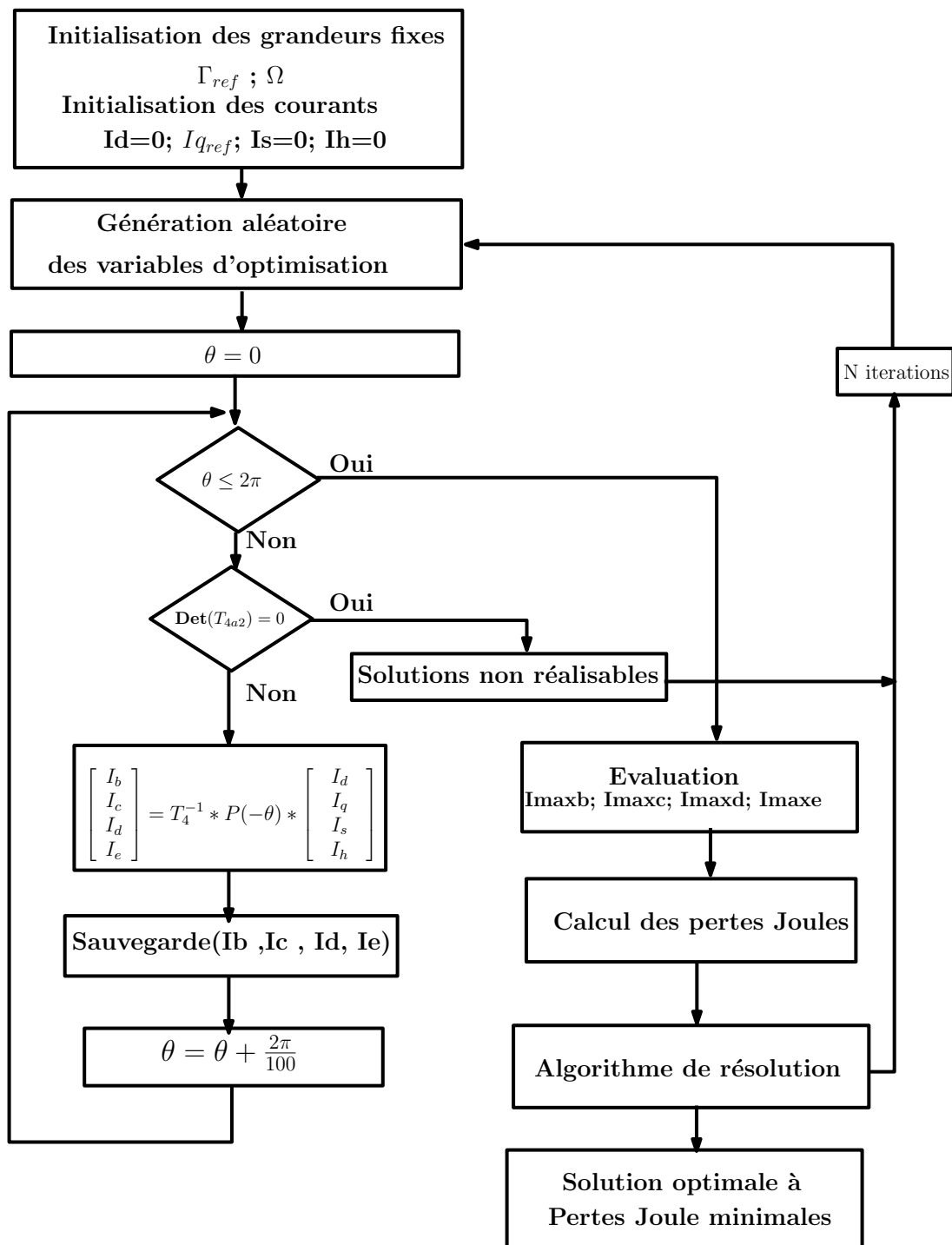


Figure 5.9 – Algorithme de détermination des coefficients (k_{s1} , k_{s2} , k_{s3} et k_{s4}) pour avoir des courants de référence à pertes Joule minimales

5.3.1.4 Comparaison des deux solutions

Le couple et les pertes cuivre dans le stator sont calculés, comme suit:

$$P_{JS,healthy} = \sum_{z=b}^e r_s \cdot I_{z-rms}^2 \quad (5.25)$$

$$\Gamma_{défaut,A} = \sum_{z=b}^e E_z \cdot I_z \quad (5.26)$$

Pour analyser l'amplitude maximale des courants de phases, nous définissons trois variables qui vont également permettre de normaliser les courants, les pertes Joule et les couple :

- Pour les courants, la variable X_{Ir} illustre le rapport des amplitudes maximales des courants en mode défaut par rapport aux amplitudes maximales des courants en mode sain.

$$X_{Ir} = \frac{I_{max-fault}}{I_{max-healthy}} \quad (5.27)$$

- Pour le couple électromagnétique, la variable (X_{couple}) représente le rapport entre le couple obtenu en mode défaut par rapport au couple obtenu en mode normal.

$$X_{couple} = \frac{\Gamma_{normal}}{\Gamma_{défaut,A}} \quad (5.28)$$

- Enfin, pour les pertes Joule statorique, le paramètre ($X_{pertes-Joule}$) est le rapport entre les pertes Joule en mode défaut par rapport aux pertes en mode normal.

$$X_{pertes-Joule} = \frac{P_{JS,normal}}{P_{JS,défaut}} \quad (5.29)$$

La stratégie de contrôle à pertes Joules statoriques minimales conduit aux coefficients suivants :

$$\begin{bmatrix} k_{s1} & k_{s2} & k_{s3} & k_{s4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.6328 & -1 & 1 & -0.6328 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Pour la stratégie de même amplitude aux courants, les quatre coefficients de la matrice T_{4a2} obtenus sont :

$$\begin{bmatrix} k_{s1} & k_{s2} & k_{s3} & k_{s4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

Dans les tableaux (Tab.5.1 et Tab.5.2) sont illustrés les déphasages des courants par rapport à la phase A en mode sain et les variables X_{Ir} , X_{couple} , $X_{pertes-Joule}$ respectivement pour la solution à pertes joule minimale et la solution à même amplitude de courant. On

Table 5.1 – Paramètres de la solution optimale à pertes Joule minimales

	Phases			
	B	C	D	E
$X_{Ir}(\text{pu})$	1.4637	1.2678	1.2678	1.4637
Déphasage (degré)	-40.2	-151.86	151.86	40.2
$X_{pertes-Joule}(\text{pu})$	1.4998			
$X_{couple}(\text{pu})$	1			

peut voir que pour le même couple demandé ($X_{couple}(\text{pu})=1$), la génératrice produit le même couple qu'en mode sain. Les amplitudes des courants de phase augmentent et ne présentent pas le même déphasage comparé au mode sain. Suivant, la stratégie de commande, la variable X_{Ir} diffère. Pour la solution à perte Joule minimale, X_{Ir} est égale à 1.4637 et 1.2678. On peut constater que les courants ne présentent pas les mêmes amplitudes. En effet, les phases B et E ont les mêmes amplitudes maximales et les phases C et D présentent également les mêmes amplitudes maximales. Dans le cas où la même amplitude est requise sur les courants, la variable X_{Ir} est égale à 1.382 pour toutes les phases saines. Les courants de phases sont équilibrés et présentent tous la même amplitude. On peut noter également que les courants dans les phases D et C gardent le même déphasage que ceux obtenus en mode normal. Comme, illustré dans la figure (5.10), les phases B et D sont déphasées de 180 degrés donc, elles sont en opposition. On retrouve le même résultat pour les phases C et E. En termes de pertes Joule, la solution à pertes Joules minimale produit un surplus de 49% de pertes par rapport au mode sain. La stratégie à même amplitude de courants est à 53% de surplus de pertes par rapport au mode sain.

En conclusion, la stratégie à même amplitude de courants garantit une distribution équitable de l'énergie sur toutes les phases saines. Toutefois, la stratégie à pertes Joule minimale garantit une bonne efficacité énergétique.

Table 5.2 – Paramètres de la solution optimale avec des courants de même amplitude

	Phases			
	B	C	D	E
$X_{Ir}(\text{pu})$	1.382	1.382	1.382	1.382
Déphasage (degré)	-36	-144	144	36
$X_{pertes-Joule}(\text{pu})$	1.5279			
$X_{couple}(\text{pu})$	1			

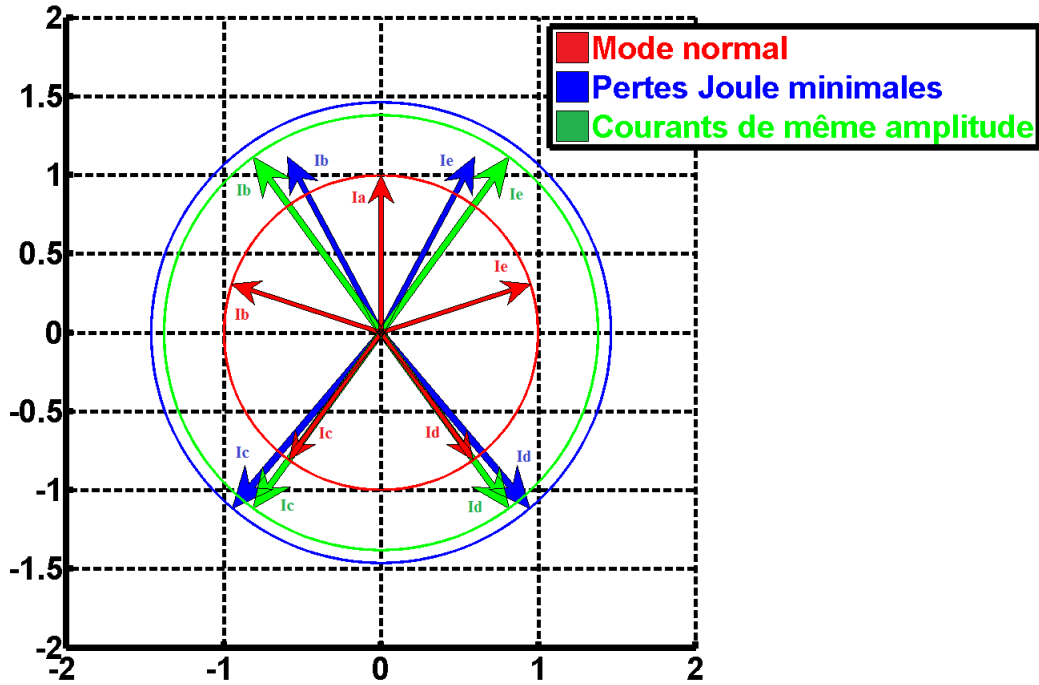


Figure 5.10 – Représentation vectorielle des courants de phases suivant les différents états de configuration du système

5.3.1.5 Simulation des deux stratégies de commande

Dans le but de vérifier le comportement dynamique de la génératrice en mode défaut, des simulations sont effectuées sous l'environnement Matlab/Simulink SimpowerSystems dans le cas de l'ouverture de la phase A :

- Quelque soit le mode fonctionnement, on garde la même référence de couple.
- A l'apparition du défaut, on maintient, pour une durée donnée, les mêmes matrices de transformation pour constater l'impact du défaut. Puis, on applique la nouvelle stratégie de contrôle.

Le courant de référence I_q est imposé à partir du couple de référence recherché et les courants I_d , I_s et I_h sont imposés à zéro.

Les résultats de simulation obtenus dans le repère de Concordia en mode défaut sont donnés à la figure (Fig.5.11). Suivant la solution recherchée, les trajectoires des FEMs et des courants de phase mesurés dans le plan $(\alpha\beta)$ sont présentés (Fig.5.11). Indépendamment de la stratégie de contrôle adoptée, les trajectoires obtenus après reconfiguration pour les composantes sont similaires qu'aux résultats obtenus en fonctionnement normal (Fig.5.3).

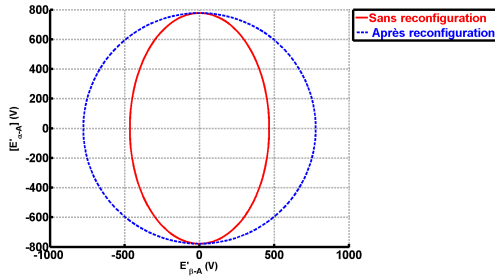
On peut voir que sans la reconfiguration de la commande (maintien de la matrice T5 en mode défaut), la trajectoire des FEM et des courants ne sont pas circulaires. La trajectoire de la FEM devient une ellipse et celui des courants devient une ellipse déformée à cause du défaut. Ainsi, la machine ne peut pas générer un couple sans ondulations.

Après reconfiguration de la commande en adoptant les matrices proposées, on voit nettement que pour chaque variable (FEM ou courant), la trajectoire constitue un cercle parfait. Ainsi, l'usage de la nouvelle matrice de changement de base a permis de reproduire le même comportement qu'en fonctionnement normal.

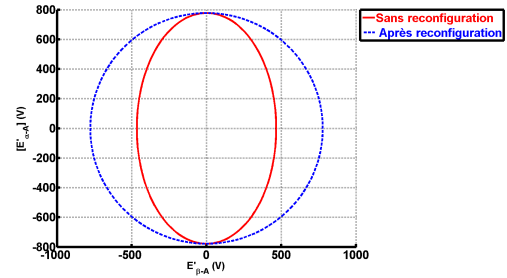
Les figures (Fig.5.12.a à Fig.5.12.d) présentent l'évolution temporelle correspondant aux grandeurs électrique (FEM et courant) dans le repère de Concordia suivant les différents états du système.

Sans la reconfiguration de la commande, on note des grandeurs déséquilibrées $I'_{\alpha-A}$ et $I'_{\beta-A}$ (resp $E'_{\alpha-A}$ et $E'_{\beta-A}$). La reconfiguration la commande en utilisant les transformation proposées a permis de régler les amplitudes et le déphasages des courants $I'_{\alpha-A}$ et $I'_{\beta-A}$ (resp de FEMs $E'_{\alpha-A}$ et $E'_{\beta-A}$).

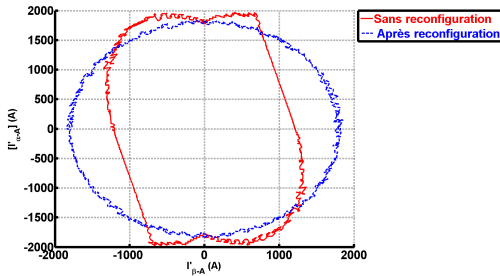
L'absence de projection dans le plan secondaire est due à la réduction du nombre de phase et de la nouvelle matrice de Concordia retenue.



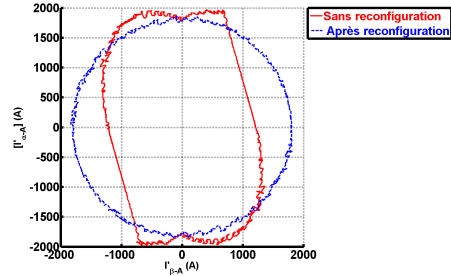
(a) Trajectoire de la FEM dans le plan principal : Pertes Joule minimales



(b) Trajectoire de la FEM dans le plan principal : Courants de même amplitude

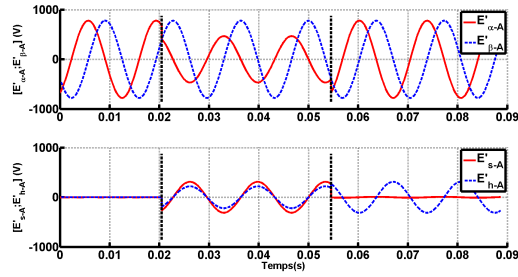


(c) Trajectoire des courants dans le plan principal : Pertes Joule minimales

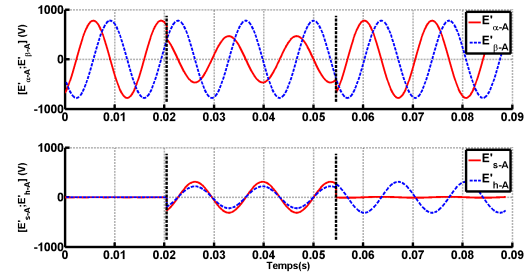


(d) Trajectoire des courants dans le plan principal : Courants de même amplitude

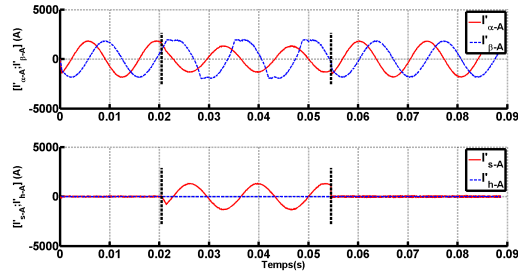
FIGURE 5.11 – Trajectoire de la FEM et des courants dans le plan de Concordia en mode défaut (Absence de la phase A)



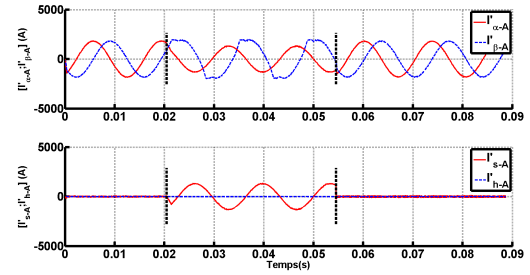
(a) Force électromotrice dans le repère de Concordia : Pertes Joule minimales



(b) Force électromotrice dans le repère de Concordia : Courants de même amplitude



(c) Courants dans le repère de Concordia : Pertes Joule minimales



(d) Courants dans le repère de Concordia : Courants de même amplitude

FIGURE 5.12 – Variation des grandeurs électriques dans le repère de Concordia : Ouverture de la phase A.

La figure (Fig.5.13) présente l'évolution temporelle des FEMs et des courants dans le plan de Park suivant les différents états du système. En fonctionnement normal, les grandeurs sont constantes. Cependant, pendant le défaut et sans la reconfiguration de la commande, les grandeurs deviennent ondulatoires. Après reconfiguration de la commande en mode défaut, la composante E_q de la FEM est constante et non nulle indépendamment de la stratégie considérée. Sachant la FEM est intrinsèquement liée à la machine, la composante homopolaire de la FEM devient sinusoïdale, comme prévu dans la partie théorique (5.20). De plus, la composante E_s de la FEM présente une évolution différente suivant la stratégie considérée. Tous les courants dans le modèle de Park redeviennent constants après reconfiguration. Le courant (I_q) suivant l'axe en quadrature qui participe à la génération du couple est non nul. Les autres courants restent nuls dans le but de la minimisation des pertes.

Les résultats de simulations dans le repère abcde sont représentées dans les figures (5.14). Avant le défaut, on retrouve le fonctionnement en mode normal.

Un défaut de circuit ouvert de la phase (A) est produit entre $t=1.5.T$ et $t=2.5T$. À partir de $t=1.5T$, on maintient la même matrice de transformation. Les courants de phases précédemment définis sont donc appliqués. On peut voir que sans la reconfiguration de la commande, l'ouverture de la phase (A) génère des courants déséquilibrés qui prennent des valeurs instantanément élevées pour maintenir le couple demandé. L'augmentation des courants de phase peut, dans certains cas, participer à la destruction de la machine et du convertisseur [146].

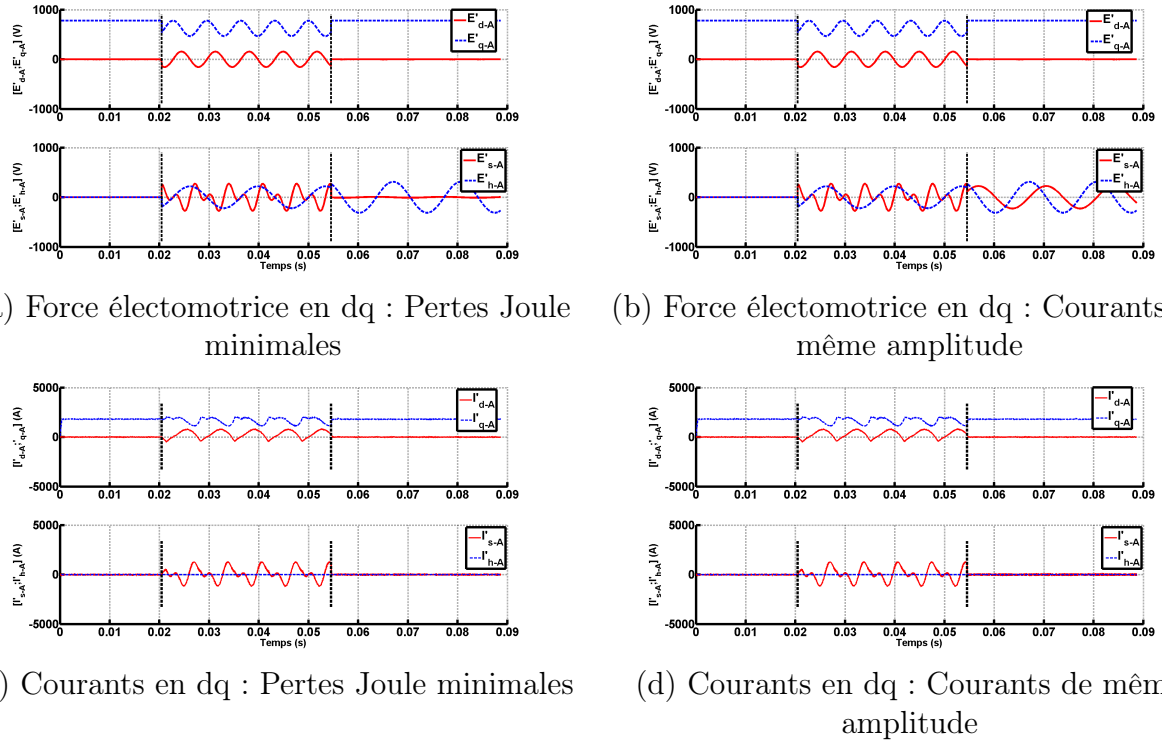


FIGURE 5.13 – FEM et courants dans le repère de Park en mode défaut : phase A déconnectée

L'interaction de la FEM dans les phases actives avec ces courants déséquilibrés implique la création de couples ondulatoires qui sont modulés au double de la fréquence électrique de rotation. La conservation de la même stratégie de commande en mode défaut sans reconfiguration diminue la valeur moyenne du couple électromagnétique.

À partir de l'instant $t=2.5.T$, on applique les différentes stratégies de commande proposées. Après reconfiguration de la loi de commande, on constate de notables améliorations concernant la qualité du couple électromagnétique pour les deux stratégies étudiées. Malgré le déphasage entre les courants de phase et les FEM (Fig.5.14.a et Fig.5.14.b), on obtient un couple constant.

Concernant la stratégie à pertes Joule minimale en mode défaut, après reconfiguration de la commande, on peut constater que les courants sont sinusoïdaux, mais déséquilibrés. Les amplitudes des courants de phase sont égaux deux à deux dans les phases saines (comme montré dans Tab.5.1). Pour la stratégie à même amplitude de courant, les formes d'onde des courants dans les phases saines, telles que présentées à la figures (Fig.5.14), sont équilibrés et en opposition de phases deux à deux. Donc, on a une répartition équitable des pertes cuivre dans les phases saines. Il est important de noter que pour produire la même puissance qu'en mode normal, le générateur est obligé d'augmenter l'amplitude des courants sur les quatre phases saines.

Par rapport à la stratégie même amplitude de courant, la stratégie à pertes cuivre minimale peut conduire à une répartition inégale de la température dans les enroulements [147].

En cas de perte d'une phase, toutes les deux stratégies proposées offrent de bonnes performances. Ainsi, dans le cas où l'équilibre des courants de phase n'est pas prioritaire, la stratégie à pertes cuivre minimales peut être appliquée. Les résultats de simulation sont en concordance avec l'analyse théorique effectuée. En mode défaut, l'origine des ondulations de couple découle donc d'une mauvaise reconfiguration de la commande du système et plus précisément de la détermination des courants de références adéquats. Les différentes matrices de transformation proposées ont permis d'assurer à la fois la mise en forme des courants de phase pour respecter le couplage de l'ensemble machine convertisseur, mais également d'éliminer les ondulations de couple.

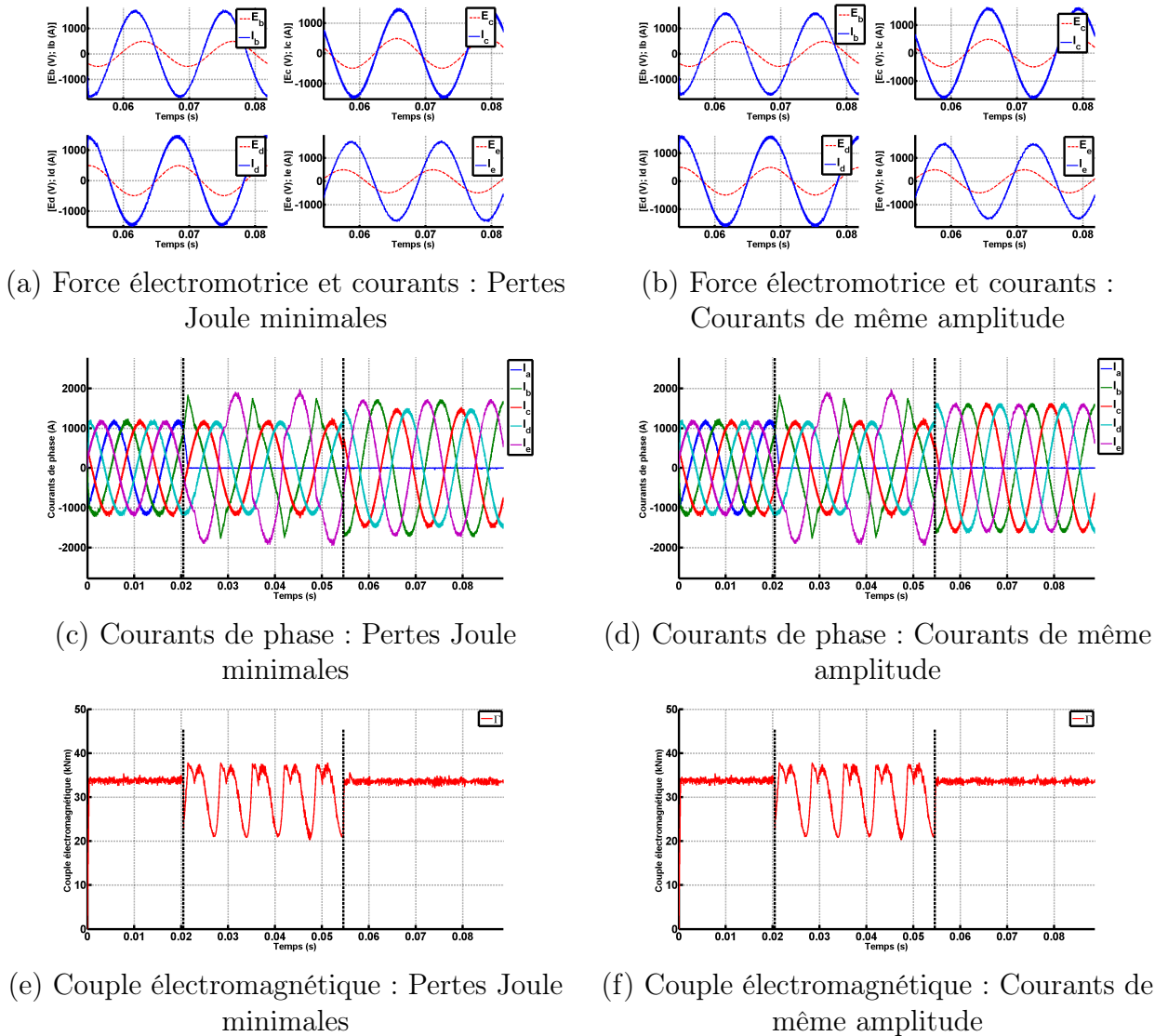


FIGURE 5.14 – Comportement de la génératrice en l'absence d'une phase : (a, c, e) stratégie à pertes Joule minimales et (b,d, f) stratégie avec des courants de même amplitude

5.3.2 Ouverture de deux phases

Dans le cas de l'ouverture de deux phases, deux cas peuvent être considérés. Si les deux phases déconnectées sont déphasées de $\frac{2\pi}{5}$, on a un défaut où les deux phases sont dites adjacentes. Si les deux phases déconnectées sont déphasées de $\frac{4\pi}{5}$, on retrouve un défaut où les deux phases sont dites non-adjacentes. Comme dans le cas de la perte d'une phase, ici, on distinguera la formulation des grandeurs électriques dans les différents plans pour mieux comprendre le comportement de la machine.

En l'absence de deux phases, le couple électromagnétique (Γ_{fault}) et les pertes Joule statoriques ($P_{copper-fault}$) sont exprimés comme suit :

$$\begin{cases} \Gamma_{fault} = \frac{\sum_{z=a}^e s_z E_z I_z}{\Omega} \\ P_{copper-fault} = \frac{r_s}{\sqrt{2}} \sum_{z=a}^e s_z I_{max-z}^2 \end{cases} \quad (5.32)$$

5.3.2.1 Ouverture de deux phases adjacentes

Ici, on suppose que les deux phases A et B, qui sont déphasées de $\frac{2\pi}{5}$, sont ouvertes. Les courants de phases I_a et I_b sont nuls. Comparé au mode normal, le modèle du générateur change de configuration et le système devient déséquilibré. En procédant de la même manière que lors de l'ouverture de la phase A, nous aboutissons au modèle électrique de la machine qui s'écrit comme suit:

$$\begin{bmatrix} E_c \\ E_d \\ E_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_c \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 & L_1 & L_2 \\ L_1 & L_0 & L_1 \\ L_2 & L_1 & L_0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} I_c \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} V_c \\ V_d \\ V_e \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

5.3.2.2 Recherche d'une nouvelle matrice de changement de base

En mode défaut comme en mode normal, la matrice de transformation doit permettre de produire un couple sans ondulations tout en respectant le couplage de la génératrice et du convertisseur. Pour le cas du défaut avec deux phases adjacentes, on adopte la même démarche que celle présentée en l'absence d'une phase. Pour avoir la matrice T_{3ab2} , on supprime d'une part les colonnes des phases en défaut de la matrice T_5 et d'autre part, on élimine les deux lignes de la composantes secondaire de la matrice T_5 . Pour avoir une trajectoire circulaire de la FEM et des courants ce qui favorise l'obtention d'un couple constant dans le repère de Concordia, on définit deux variables x_{ab} et y_{ab} .

$$[T_{3ab2}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(2a) + x_{ab} & \cos(2a) + x_{ab} & \cos(a) + x_{ab} \\ \sin(2a) + y_{ab} & -\sin(2a) + y_{ab} & -\sin(a) + y_{ab} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

A partir de l'équation (5.35), on peut voir que les coefficients (x_{ab} et y_{ab}) n'affectent pas les courants, car la somme des trois courants restants est nulle.

$$\left\{ \begin{aligned} & \begin{bmatrix} \cos(2a) + x_{ab} & \cos(2a) + x_{ab} & \cos(a) + x_{ab} \\ \sin(2a) + y_{ab} & -\sin(2a) + y_{ab} & -\sin(a) + y_{ab} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_c \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} \cos(2a) + x_{ab} & \cos(2a) + x_{ab} & \cos(a) + x_{ab} \\ \sin(2a) + y_{ab} & -\sin(2a) + y_{ab} & -\sin(a) + y_{ab} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_c \\ E_d \\ E_e \end{bmatrix} = E_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (5.35)$$

La résolution du système d'équation (5.35) permet de trouver les deux coefficients (x_{ab} et y_{ab}) de la matrice T_{3ab2} . Les coefficients obtenus sont : $\begin{cases} x_{ab} = -\cos(a) \\ y_{ab} = -\frac{\sin(a)\cos(a)}{1+\cos(a)} \end{cases}$.

Le vecteur courant dans cette nouvelle base devient:

$$\left\{ \begin{aligned} & \begin{bmatrix} I'_{\alpha-AB} \\ I'_{\beta-AB} \\ I'_{h-AB} \end{bmatrix} = [T_{3ab2}]^{-1} \begin{bmatrix} I_c \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} I'_{\alpha-AB} \\ I'_{\beta-AB} \\ I'_{h-AB} \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (5.36)$$

Le vecteur FEM dans la nouvelle base peut s'écrire sous la forme:

$$\left\{ \begin{aligned} & \begin{bmatrix} E'_{\alpha-AB} \\ E'_{\beta-AB} \\ E'_{h-AB} \end{bmatrix} = [T_{3ab2}]^{-1} \begin{bmatrix} E_c \\ E_d \\ E_e \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} E'_{\alpha-AB} \\ E'_{\beta-AB} \\ E'_{h-AB} \end{bmatrix} = K.E_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \\ f(\theta) \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (5.37)$$

Où:

- Les composantes de la FEM deviennent $\begin{cases} K = \sqrt{\frac{2}{5}} [1.5 + \cos(a)] \\ f(\theta) = [1 + \cos(a)] \sin(\theta) - \sin(a)\cos(\theta) \end{cases}$

L'expression du couple dans les repère $(\alpha\beta h)$ en mode défaut s'exprime comme suit:

$$\Gamma_{\alpha\beta-AB} = \frac{\begin{bmatrix} E'_{\alpha-AB} \\ E'_{\beta-AB} \\ E'_{h-AB} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} I'_{\alpha-AB} \\ I'_{\beta-AB} \\ I'_{h-AB} \end{bmatrix}}{\Omega} \quad (5.38)$$

Dans le repère de Park, le neutre de la machine étant isolé, on a $I_h = 0$. En reportant la transformation de Park ($P(\theta)$) dans le système (5.36 et 5.37), on déduit les expressions des variables électriques dans le repère tournant de Park. Ainsi, les FEMs et les courants qui deviennent indépendants de la position du rotor.

$$\begin{bmatrix} E'_{d-AB} \\ E'_{q-AB} \end{bmatrix} = P(-\theta) \begin{bmatrix} E'_{\alpha-AB} \\ E'_{\beta-AB} \end{bmatrix} = K \cdot E_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I'_{d-AB} \\ I'_{q-AB} \end{bmatrix} = P(-\theta) \begin{bmatrix} I'_{\alpha-AB} \\ I'_{\beta-AB} \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

En substituant les équations de la FEM et des courants dans l'expression (5.39) du couple, on aboutit à l'expression final du couple (5.40). Le couple étant modulé par le courant I_q , on déduit de cette expression que le courant suivant l'axe en quadrature (I_q) peut servir à régler le couple de sortie du générateur.

$$\Gamma_{dq-AB} = \frac{\begin{bmatrix} E'_{d-AB} \\ E'_{q-AB} \\ E'_{h-AB} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} I'_{d-AB} \\ I'_{q-AB} \\ I'_{h-AB} \end{bmatrix}}{\Omega} \quad (5.39)$$

$$\begin{cases} \Gamma_{dq-AB} = \sqrt{\frac{2}{5}} [1.5 + \cos(2a)] \cdot p \cdot \Phi_m I_q \\ \Gamma_{abcde-AB} = \frac{2.5}{[1.5 + \cos(a)]} \Gamma_{dq-AB} \end{cases} \quad (5.40)$$

5.3.2.3 Ouverture de deux phases non-adjacentes

Dans cette section, les phases non-adjacentes qui entrent en défaut sont les phases A et C. Les courants I_a et I_c devient nuls. Dans ce cas, l'équation électrique qui régit le comportement de la machine s'écrit comme suit:

$$\begin{bmatrix} E_b \\ E_d \\ E_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_b \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 & L_2 & L_2 \\ L_2 & L_0 & L_1 \\ L_2 & L_1 & L_0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} I_b \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} V_b \\ V_d \\ V_e \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

5.3.2.4 Recherche d'une nouvelle matrice de changement de base

En adoptant la même démarche décrite dans le cas de la perte d'une phase, on synthétise les matrices de Concordia adéquates quand deux phases du générateur entre simultanément en défaut de circuit ouvert. Ainsi, pour ramener en même temps les courants et les FEM dans le repères $(\alpha\beta h)$. On va introduire des coefficients qui ne vont pas modifier la forme d'onde des courants dans le repère $(\alpha\beta h)$. Ainsi, on a une nouvelle matrice noté $[T_{3ac2}]^{-1}$. Cette matrice de transformation est composée de trois lignes, les deux premières lignes permettent de régler la qualité du couple électromagnétique et la troisième ligne permet de respecter la contrainte de courant lié au couplage de l'ensemble machine-convertisseur ($\sum_{z=a}^e I_z = 0$). Partant du constat que la somme des courants est nulle, on choisit de rajouter deux coefficients x_{ac} et y_{ac} respectivement sur toute la première ligne et la deuxième ligne de la nouvelle matrice $[T_{3ac2}]^{-1}$.

$$[T_{3ac2}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(a) + x_{ac} & \cos(2a) + x_{ac} & \cos(a) + x_{ac} \\ \sin(a) + y_{ac} & -\sin(2a) + y_{ac} & -\sin(a) + y_{ac} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.42)$$

Dans le cas où deux phases non-adjacentes entrent en défaut de circuit ouvert, on a formulé dans ((5.43).), le comportement souhaité. La somme des courants étant nulle, on peut voir que les coefficients x_{ac} et y_{ac} n'affectent que les composantes de la FEM.

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \cos(a) + x_{ac} & \cos(2a) + x_{ac} & \cos(a) + x_{ac} \\ \sin(a) + y_{ac} & -\sin(2a) + y_{ac} & -\sin(a) + y_{ac} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_b \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \cos(a) + x_{ac} & \cos(2a) + x_{ac} & \cos(a) + x_{ac} \\ \sin(a) + y_{ac} & -\sin(2a) + y_{ac} & -\sin(a) + y_{ac} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_b \\ E_d \\ E_e \end{bmatrix} = E_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (5.43)$$

La résolution du système d'équation (5.43) permet de trouver les deux coefficients x_{ac} et y_{ac} de la matrice T_{3ac2} . Les coefficients obtenus sont : $\begin{cases} x_{ac} = -\cos(2a) \\ y_{ac} = -\frac{\sin(2a) \cdot \cos(2a)}{1 + \cos(2a)} \end{cases}$.

Le vecteur courant se met sous la forme suivante:

$$\left\{ \begin{bmatrix} I'_{\alpha-AC} \\ I'_{\beta-AC} \\ I'_{h-AC} \end{bmatrix} = [T_{3ac2}]^{-1} \begin{bmatrix} I_b \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} \right. \quad (5.44)$$

Le vecteur FEM devient.

$$\left\{ \begin{bmatrix} E'_{\alpha-AC} \\ E'_{\beta-AC} \\ E'_{h-AC} \end{bmatrix} = [T_{3ac2}]^{-1} \begin{bmatrix} E_b \\ E_d \\ E_e \end{bmatrix} = K.E_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \\ f(\theta) \end{bmatrix} \right. \quad (5.45)$$

Où, les coefficients K et $f(\theta)$, de la FEM dans le repère de Concordia sont:

$$\begin{cases} K = \sqrt{\frac{2}{5}} [1.5 + \cos(2a)] \\ f(\theta) = [1 + \cos(2a)] \sin(\theta) - \sin(2a)\cos(\theta) \end{cases}$$

Ainsi, à partir des expressions des courants et de la FEM définis par les équations (5.44 et 5.45), le couple dans le repère $(\alpha\beta h)$ en mode défaut devient :

$$\Gamma_{\alpha\beta-AC} = \frac{\begin{bmatrix} E'_{\alpha-AC} \\ E'_{\beta-AC} \\ E'_{h-AC} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} I'_{\alpha-AC} \\ I'_{\beta-AC} \\ I'_{h-AC} \end{bmatrix}}{\Omega} \quad (5.46)$$

Le couple dans le repère de Park est donné par l'équation. Pour produire le maximum de couple par unité de courant, cette expression du couple exprime une dépendance linéaire du courant en quadrature (I'_{q-AC}).

$$\Gamma_{dq-AC} = \frac{\begin{bmatrix} E'_{d-AC} \\ E'_{q-AC} \\ E'_{h-AC} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} I'_{d-AC} \\ I'_{q-AC} \\ I'_{h-AC} \end{bmatrix}}{\Omega} \quad (5.47)$$

$$\begin{cases} \Gamma_{dq-AC} = \sqrt{\frac{2}{5}} [1.5 + \cos(2a)] . p . \Phi_m I_q \\ \Gamma_{abcde-AC} = \frac{2.5}{[1.5 + \cos(2a)]} \Gamma_{dq-AC} \end{cases} \quad (5.48)$$

Où:

- Les composantes de la FEM sont $\begin{bmatrix} E'_{d-AC} \\ E'_{q-AC} \end{bmatrix} = P(-\theta) \begin{bmatrix} E'_{\alpha-AC} \\ E'_{\beta-AC} \end{bmatrix} = K.E_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$
- Et les composantes du courant donne $\begin{bmatrix} I'_{d-AC} \\ I'_{q-AC} \end{bmatrix} = P(-\theta) \begin{bmatrix} I'_{\alpha-AC} \\ I'_{\beta-AC} \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$

5.3.2.5 Simulation des stratégies de commande

Nous allons appliquer une démarche tout à fait similaire quand deux phases entrent en défaut de circuit ouvert. Le couple électromagnétique de référence en mode défaut a été choisi de façon à avoir le même couple qu'en fonctionnement normal.

- Entre $t=0$ s et $t=1.5T$ (ici, T désigne la période des signaux), le système est en fonctionnement normal.
- De $t=1.5T$ à $t=2.5T$, les deux phases de la machine entrent en défaut de circuit ouvert et la stratégie de commande en mode normal est maintenu.
- À partir de $t=2.5T$, on active la reconfiguration de la commande en adoptant la stratégie de commande proposée en mode défaut.

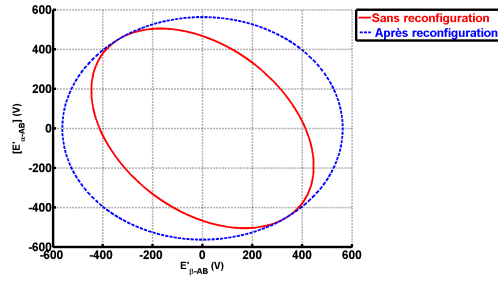
Les résultats de simulation sont réalisés dans les mêmes conditions de travail que dans le cas de la perte d'une phase. La simulation est réalisée en demandant le couple nominal à partir du courant I_q . De ce fait, les courants I_d et I_h sont imposés à zéro pour diminuer les pertes cuivre et respecter le couplage de la génératrice.

La figure (Fig.5.15) illustre la trajectoire de la FEM et des courants obtenus dans le repère de Concordia sans et après reconfiguration de la commande quand deux phases sont en défaut de circuit ouvert.

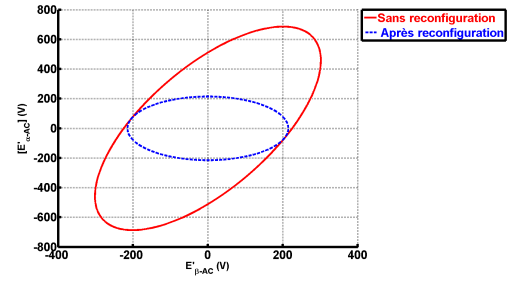
Sans reconfiguration de la commande en mode défaut, les trajectoires de la FEM ($E'_{\alpha-AC}$ et $E'_{\beta-AC}$) et des courants ($I'_{\alpha-AC}$ et $I'_{\beta-AC}$) mesurés deviennent des ellipses. Toutefois, la trajectoire des courants sont davantage plus déformés à cause du défaut. Ces résultats montrent que le maintien de la matrice T_5 en mode défaut ne garantit pas des trajectoires circulaires pour les grandeurs électriques.

Après la reconfiguration de la commande en appliquant les matrices de transformations proposées, on peut voir que la trajectoire des grandeurs électriques (courants et FEM) sont parfaitement circulaires. Leur évolution reste similaire à celle obtenue en fonctionnement normal. On note également l'absence totale des composantes qui émanent de la machine secondaire.

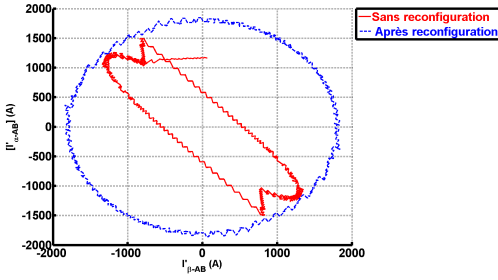
L'évolution temporelle des grandeurs électriques dans le repère de Concordia suivant les différents état de la commande en l'absence de deux phases sont illustrées dans la figures (5.16). Sans la reconfiguration de la commande en mode défaut, on note une différence d'amplitude des FEMs $E'_{\alpha-AC}$ et $E'_{\beta-AC}$ (resp des courants $I'_{\alpha-AC}$ et $I'_{\beta-AC}$). La reconfiguration des matrices de Concordia a permis de retrouver l'équilibre des grandeurs électriques, comme en mode normal. Toutefois, les composantes homopolaires ($(E'_{h-AB}$ et $E'_{h-AC})$) de la FEM restent sinusoïdales alors que celles des courants (I'_{h-AB} et I'_{h-AC}) est à zéro.



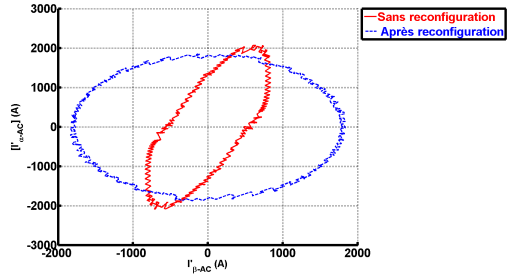
(a) Trajectoire de la FEM dans le plan principal : Ouverture de deux phases adjacentes (A&B).



(b) Trajectoire de la FEM dans le plan principal : Ouverture de deux phases non-adjacentes (A&C).

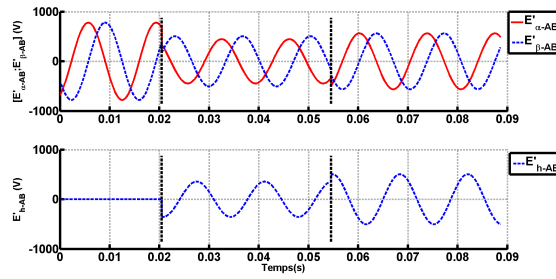


(c) Trajectoire des courants dans le plan principal : Ouverture de deux phases adjacentes (A&B).

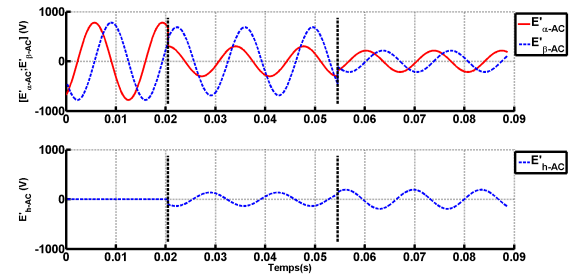


(d) Trajectoire des courants dans le plan principal : Ouverture de deux phases non-adjacentes (A&C).

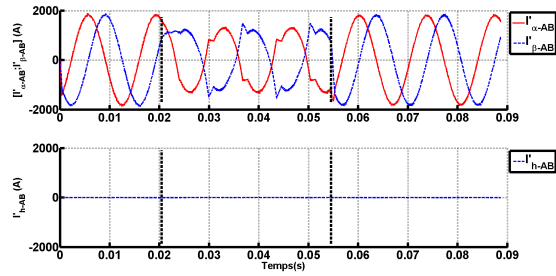
FIGURE 5.15 – Trajectoire de la FEM et des courants dans le plan de Concordia en mode défaut : deux phases ouvertes



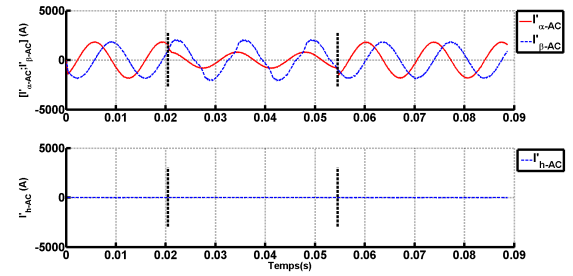
(a) FEM dans le repère de Concordia:
Ouverture de deux phases adjacentes
(A&B).



(b) FEM dans le repère de Concordia:
Ouverture de deux phases non-adjacentes
(A&C).

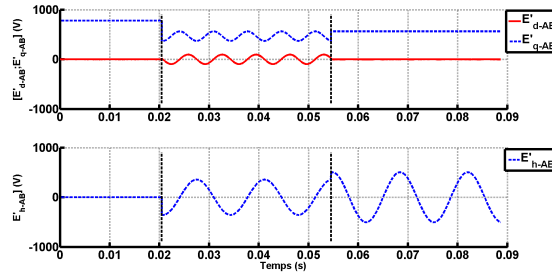


(c) Courant dans le repère de Concordia:
Ouverture de deux phases adjacentes
(A&B).

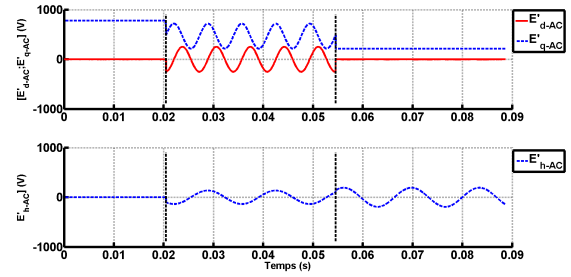


(d) Courant dans le repère de Concordia:
Ouverture de deux phases non-adjacentes
(A&C).

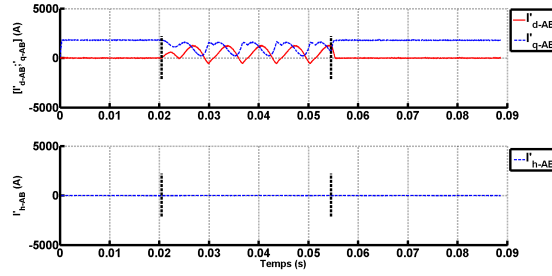
FIGURE 5.16 – Évolution temporelle de la FEM et des courants dans le repère de Concordia en mode défaut : deux phases ouvertes



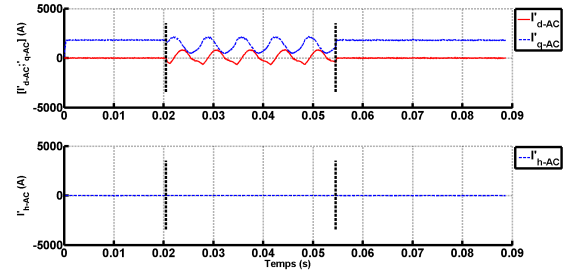
(a) FEM en dq à l'ouverture de deux phases adjacentes (A&B) pour un couple donné.



(b) FEM en dq à l'ouverture de deux phases non-adjacentes (A&C) pour un couple donné.



(c) Courant en dq à l'ouverture de deux phases adjacentes (A&B) pour un couple donné.



(d) Courant en dq à l'ouverture de deux phases non-adjacentes (A&C) pour un couple donné.

Figure 5.17 – Variation des grandeurs électriques lors de l'ouverture de deux phases.

La figure (Fig.5.17) donne l'évolution des grandeurs électriques (courants et FEM) dans le plan de Park quand deux phases sont en défaut de circuit ouvert. En fonctionnement normal, on a des variables stationnaires. Cependant, pour une même référence de couple à l'apparition du défaut et sans reconfiguration de la commande, leur valeur moyenne décroît et elles deviennent ondulatoires. La reconfiguration de la commande permet de retrouver des variables électriques stationnaires. Toutefois, la FEM étant intrinsèquement liée à la géométrie de la génératrice, sa composante homopolaire reste ondulatoire à cause du défaut de circuit ouvert. Indépendamment de la position des phases ouvertes, l'amplitude de la FEM (E'_{q-AB} et E'_{q-AC}) diminue pour les mêmes courants (i'_{q-AB} et i'_{q-AC}). Cette réduction des amplitudes est plus importante quand deux phases non-adjacentes sont en défaut de circuit ouvert. Par conséquent, dans le plan de Concordia, le couple est plus élevé quand deux phases adjacentes entrent en défaut de circuit ouvert (voir (5.48) et 5.40).

Sur la figure (Fig.5.18), nous présentons l'évolution temporelle du couple électromagnétique, des courants de phase et des pertes Joule quand deux phases entrent en défaut de circuit ouvert. Entre $t=0s$ et $t=1.5T$, le couple électromagnétique global produit reste constant. Toutes les phases sont présentes et le générateur produit des courants de phase équilibrés. Entre $t=1.5T$ et $t=2.5T$, les courants dans les phases en défaut deviennent nuls et cela participe à la réduction du couple moyen et à la dégradation de la qualité du couple électromagnétique. On montre dans les figures (Fig.5.18.a et Fig.5.18.b) que le comportement de la

génératrice en termes d'ondulation de couple reste similaire au cas de la pertes d'une phase (Fig.5.14).

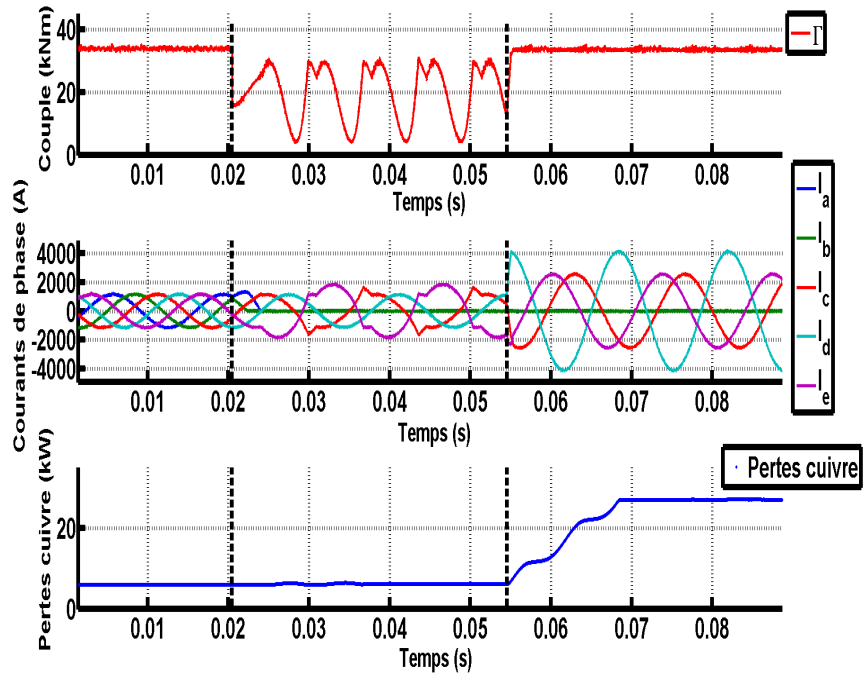
Toutefois, en l'absence de deux phases, la forme d'onde des ondulations du couple en mode défaut dépend de la position des deux phases déconnectées.

À partir de $t=2.5T$, le générateur produit ainsi le même couple électromagnétique qu'en fonctionnement normal. Indépendamment de la position des deux phases ouvertes, le générateur génère plus de pertes Joules due à l'augmentation des courants.

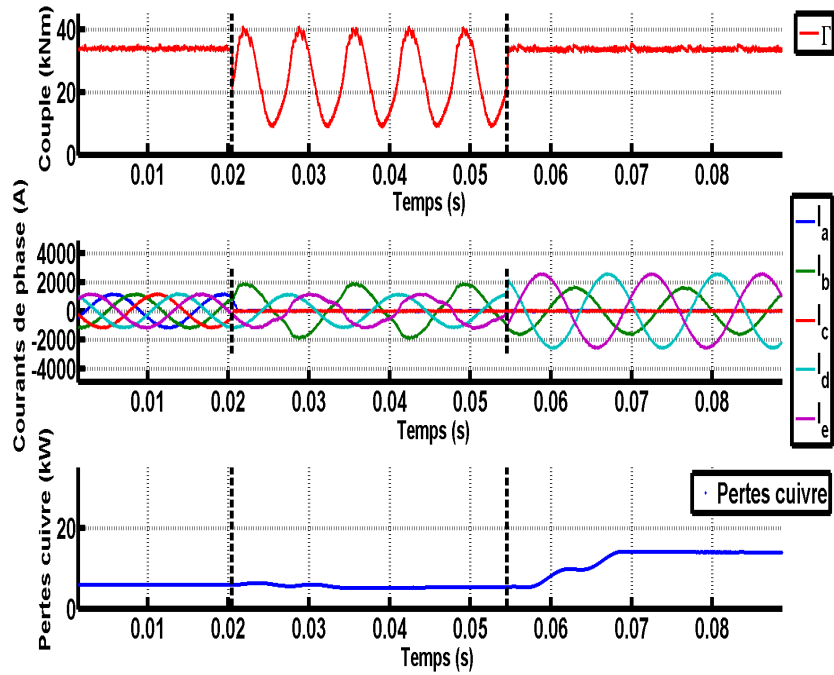
On peut voir une augmentation considérable des courants de phases après reconfiguration. Cette augmentation induit ainsi des pertes cuivre supplémentaires. Toutefois, quand deux phases non-adjacentes entrent en défaut de circuit ouvert ($I_a = I_c = 0$), les amplitudes maximales des courants de phases sont plus faibles comparées aux cas d'un défaut de deux phases adjacentes ($I_a = I_b = 0$).

La proportion de pertes Joules est plus élevée pour le cas de deux phases adjacentes en défaut de circuit ouvert. On a une meilleure distribution de l'énergie dans le cas d'un défaut de circuit ouvert de deux phases non-adjacentes. En effet, le déséquilibre de la machine est plus important lors de l'ouverture des deux phases non adjacentes par rapport à deux phases adjacentes. Quand deux phases non-adjacentes entrent en défaut de circuit ouvert, les phases D et E produisent simultanément le maximum d'énergie. Par contre, quand deux phases adjacentes entrent en défaut de circuit ouvert, seule la phase E produit le plus d'énergie.

L'analyse comportementale présentée dans les figures (Fig.5.18.a et Fig.5.18.b) a permis de montrer l'efficacité de la stratégie de commande sur la qualité de couple suivant la position du défaut. Toutefois, en imposant la même couple de référence les courants de phase augmentent pour maintenir le couple moyen. En pratique, les possibilités de fonctionnement en mode défauts du système sont guidées par un choix adapté des stratégies qui respectent les contraintes physiques de l'ensemble machine convertisseur.



(a) Comportement de la génératrice à l'ouverture de deux phases adjacentes (A&B) pour un couple donné.



(b) Comportement de la génératrice à l'ouverture de deux phases non-adjacentes (A&C) pour un couple donné.

Figure 5.18 – Variation des grandeurs électriques en l'absence de deux phases.

5.4 Étude comparative des différentes stratégies de contrôle : 2 phases ouvertes

En mode défaut, l'objectif principal est de produire le maximum d'énergie avec le minimum d'ondulations de couple. Cependant, comme on peut le constater, le fait imposer la même référence de couple qu'en mode normal conduit à l'augmentation des courants de phases. En pratique ces augmentations des courants de phases peuvent induire d'autres conséquences néfastes. Dans le cadre du fonctionnement en mode défaut, on est donc amené à tenir en compte certaines contraintes physiques de l'ensemble machine-convertisseur. Cette problématique nous amène à rechercher la meilleure stratégie de commande en mode défaut. Pour retrouver la meilleure stratégie de fonctionnement en mode défaut, dans le cas présent, nous proposons une étude comparative de ces différentes stratégies de contrôle.

$$X_{Torque} = 100 \frac{I_{fault}}{I_{health}} \quad (5.49)$$

$$X_{Current-z} = 100 \frac{I_{max-fault}}{I_{max-health}} \quad (5.50)$$

$$X_{Copper-Losses} = 100 \frac{P_{copper-fault}}{P_{copper-health}} \quad (5.51)$$

A partir des ces critères, le choix de la stratégie de commande passe donc par la manière de contrôler le courant de référence suivant l'axe en quadrature. Les trois stratégies suivantes qui se différencient par le critère recherché sont comparées:

1. La première stratégie est définie par $X_{Torque} = 100\%$. En mode défaut, le générateur est appelé à produire le même couple qu'en fonctionnement normal.
2. La deuxième stratégie est représentée par $X_{Current-z} = 100\%$. En mode défaut, on limite l'amplitude maximale du courant des phases saines à la valeur nominale du courant dans le convertisseur.
3. La troisième stratégie est caractérisée par $X_{Copper-Losses} = 100\%$. En mode défaut, on souhaite produire les mêmes pertes Joule qu'en mode sain.

Ainsi, une fois ces critères fixés et suivant la position des phases ouvertes, nous avons appliqué ces commandes sur l'environnement de simulation.

Les figures Fig.5.19.a à Fig.5.19.f présentent respectivement les résultats obtenus pour les critères $X_{Torque} = 100\%$, $X_{Current-z} = 100\%$ et $X_{Copper-Losses} = 100\%$. Comme on peut s'y attendre, les performances après défaut dépendent des critères de contrôle mis en œuvre. Pour la stratégie avec $X_{Torque} = 100\%$ (Fig.5.19.a et Fig.5.19.b), le générateur produit le même couple qu'en mode normal. On observe ainsi une augmentation des courants et des pertes cuivre.

La figure (Fig.5.19.c et Fig.5.19.d) présente les résultats pour la stratégie $X_{Current-z} = 100\%$ dans laquelle le courant maximal des phases reste limité à la valeur nominale du courant dans

le convertisseur. Les deux types de défaut produisent moins de couple et de pertes comparés au fonctionnement normal.

Pour la stratégie $X_{Copper-Losses} = 100\%$, le générateur produit la même quantité de pertes cuivre qu'en mode normal (Fig.5.19.e et Fig.5.19.f). On peut noter un faible dépassement de courant de phase par rapport à ceux obtenu en mode normal (Tab.5.3).

Le tableau (Tab.5.3) résume les résultats numériques des paramètres physiques (Température de bobinage, couple moyen, les pertes cuivre et l'amplitude maximal du courant le plus élevé) obtenus via les trois stratégies de commande pour les défauts considérés.

Indépendamment du critère de contrôle considéré, on peut voir que même en l'absence de deux phases que la contrainte thermique est toujours respectée. Donc, la génératrice optimale dimensionnée est capable de fonctionner en mode défaut sans être endommagée sous l'effet de la température des enroulements [130, 88]. En se référant au chapitre 4, rappelons que le choix de la machine dont le coût d'investissement est minimal ne permettrait pas cette capacité de fonctionnement en mode défaut à cause du niveau de température excessive des enroulements [148].

Quand deux phases adjacentes entrent en défaut de circuit ouvert, la stratégie $X_{Torque} = 100\%$ produit le maximum de couple avec plus de courant et de pertes cuivre. Ainsi, le courant de phase dépasse la contrainte et il est 3.62 fois plus grand que le courant nominal. Cette stratégie peut donc participer à la réduction de la durée de vie du générateur et du convertisseur.

La stratégie où $X_{Current-z} = 100\%$ permet de produire moins de pertes et respecte à la fois la contrainte thermique et de courant. Cependant, le générateur produit un couple électromagnétique très faible de 28% par rapport au fonctionnement normal.

La stratégie $X_{Copper-Losses} = 100\%$ garantit les mêmes pertes cuivre qu'en mode normal. Elle respecte la contrainte thermique et produit un couple acceptable (47% du couple nominal). Toutefois, on note un faible dépassement du courant maximal environ 1.68 fois le courant nominal.

Sachant qu'un ensemble machine convertisseur peut fonctionner de 2 à 3 fois son courant nominal, cette stratégie à $X_{Copper-Losses} = 100\%$ reste acceptable.

Suivant les critères, ces résultats montrent qu'en deux phases adjacentes sont en défaut de circuit ouvert, seuls les stratégies à $X_{Current-z} = 100\%$ et $X_{Copper-Losses} = 100\%$ sont applicables.

Quand deux phases non-adjacentes entrent en défaut de circuit ouvert, les trois stratégies investiguées respectent la contrainte thermique. La stratégie avec $X_{Torque} = 100\%$ génère le maximum de couple. Le pourcentage de couple produit pour les stratégies $X_{Current-z} = 100\%$ et $X_{Copper-Losses} = 100\%$ sont respectivement de 45% et 65% du couple nominal.

La stratégie $X_{Torque} = 100\%$ produit plus de pertes et de courant environ 2.4 fois la quantité de perte en mode normal et 2.24 fois le courant nominal. À l'opposé, les deux stratégies $X_{Current-z} = 100\%$ et $X_{Copper-Losses} = 100\%$ présentent des quantités de pertes cuivre moins importantes.

Toutefois, la stratégie $X_{Copper-Losses} = 100\%$ présente un surplus de courant de 1.44 par rapport au courant nominal. Malgré cette faible surcharge, son fonctionnement en mode défaut reste possible.

Ainsi, les stratégies $X_{Current-z} = 100\%$ et $X_{Copper-Losses} = 100\%$ peuvent être adoptées en fonctionnement dégradé.

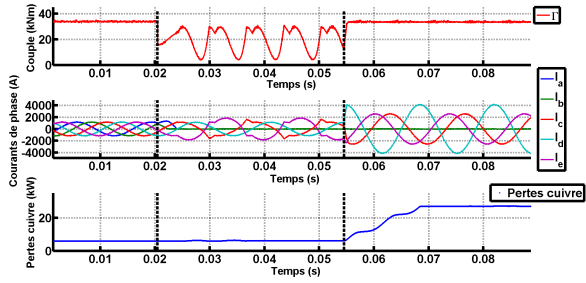
Pour résumer, on voit que le défaut de circuit ouvert avec deux phases adjacentes reste la plus contraignante sur les paramètres physiques (Température de bobinage, couple moyen, les pertes cuivre et courant) à cause de la répartition de l'énergie.

Ces résultats ont permis de montrer les limites en mode défaut de la stratégie $X_{Torque} = 100\%$. Celle-ci présente une capacité de production de couple plus élevé au détriment de pertes plus élevées par rapport aux stratégies $X_{Current-z} = 100\%$ et $X_{Copper-Losses} = 100\%$.

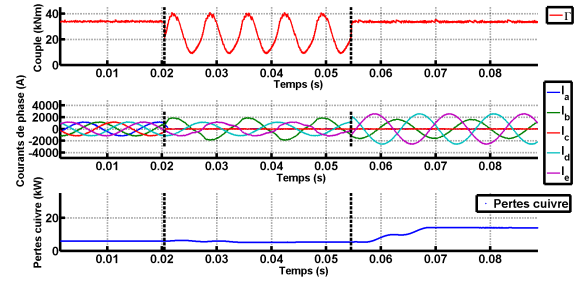
Vu le dépassement excessif des limites physiques du système, la stratégie à couple maximal constant ($X_{Torque} = 100\%$) n'est pas recommandée en pratique en fonctionnement dégradé. Ainsi, moyennant la faible quantité de couple produit, la stratégie avec $X_{Current-z} = 100\%$ reste la plus sûre. Cependant, la stratégie avec $X_{Copper-Losses} = 100\%$ demeure la plus intéressante vue le pourcentage de couple extraite.

TABLE 5.3 – Compariason des critères en fonction du défaut

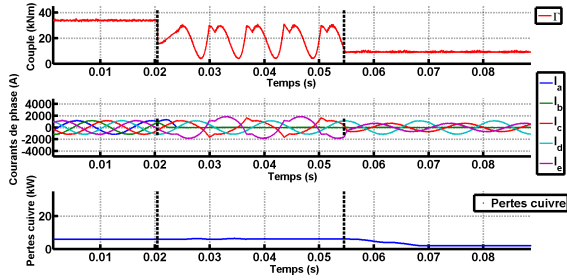
		Stratégies		
		$X_{Torque} = 100\%$	$X_{Current-z} = 100\%$	$X_{Copper-Losses} = 100\%$
A et B en défaut	$\Delta T(^{\circ}C)$	58.5	37.31	48.5
	$X_{Torque}(pu)$	1	0.28	0.47
	$X_{Current-z}(pu)$	3.62	1	1.68
	$X_{Copper-Losses}(pu)$	4.62	0.35	1
A et C en défaut	$\Delta T(^{\circ}C)$	48.5	39.5	42.5
	$X_{Torque}(pu)$	1	0.45	0.65
	$X_{Current-z}(pu)$	2.24	1	1.44
	$X_{Copper-Losses}(pu)$	2.4	0.47	1



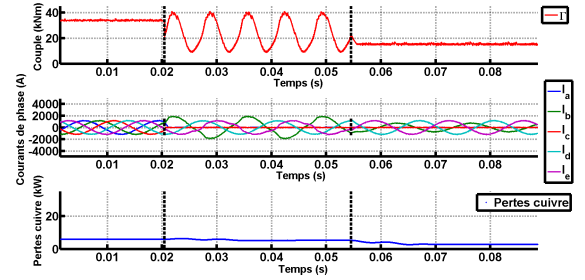
(a) Comportement de la génératrice à l'ouverture deux phases adjacentes (A&B) pour $X_{Torque} = 100\%$.



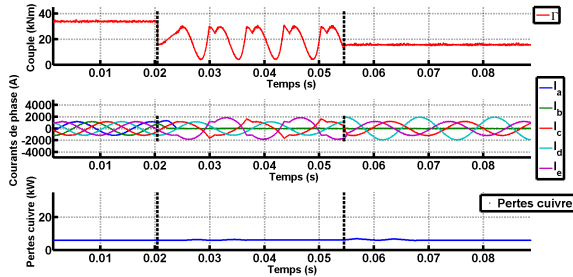
(b) Comportement de la génératrice à l'ouverture deux phases non-adjacentes (A&C) pour $X_{Torque} = 100\%$.



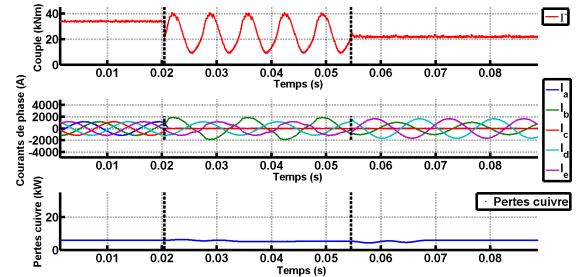
(c) Comportement de la génératrice à l'ouverture deux phases adjacentes (A&B) pour $X_{Current-z} = 100\%$.



(d) Comportement de la génératrice à l'ouverture deux phases non-adjacentes (A&C) pour $X_{Current-z} = 100\%$.

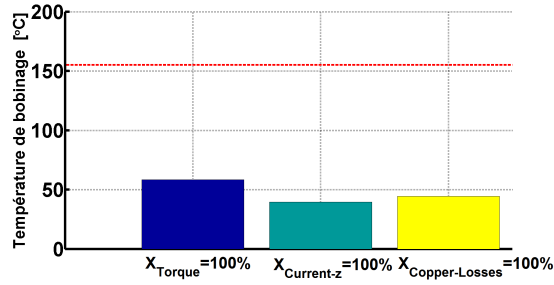


(e) Comportement de la génératrice à l'ouverture deux phases adjacentes (A&B) pour $X_{Copper-Losses} = 100\%$.

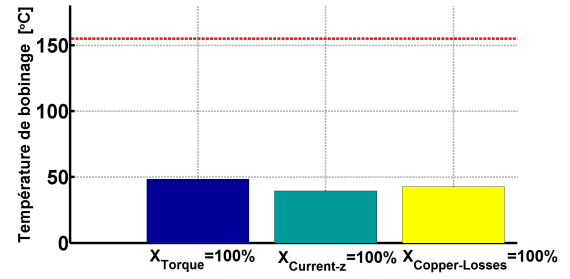


(f) Comportement de la génératrice à l'ouverture deux phases non-adjacentes (A&C) pour $X_{Copper-Losses} = 100\%$.

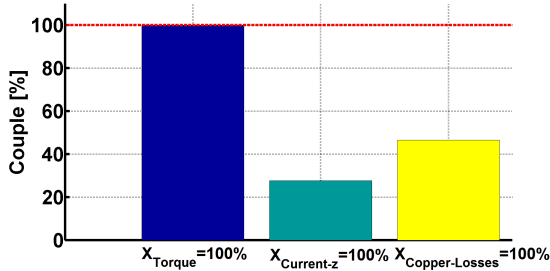
Figure 5.19 – Variation des grandeurs électriques en l'absence de deux phases.



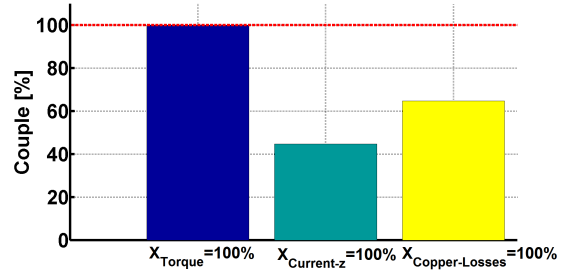
(a) Température de bobinage (A&B en défaut de circuit ouvert)



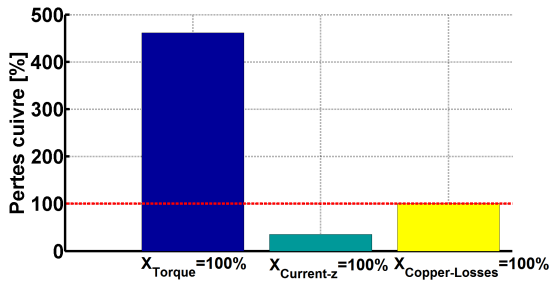
(b) Température de bobinage (A&C en défaut de circuit ouvert)



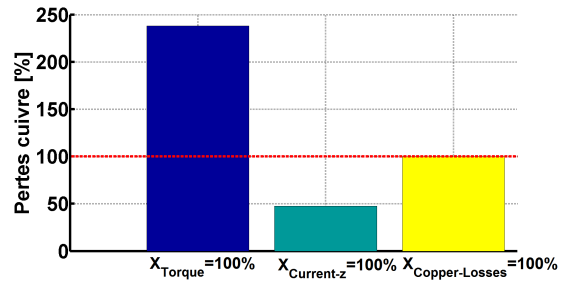
(c) Couple moyen (A&B en défaut de circuit ouvert)



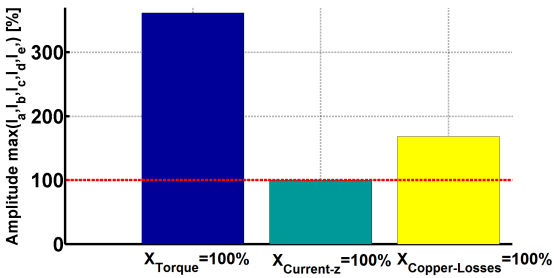
(d) Couple moyen (A&C en défaut de circuit ouvert)



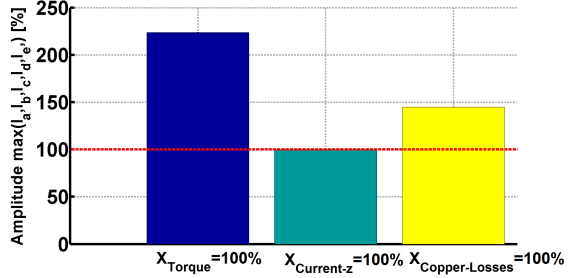
(e) Pertes cuivre (A&B en défaut de circuit ouvert)



(f) Pertes cuivre (A&C en défaut de circuit ouvert)



(g) Courant maximal (A&B en défaut de circuit ouvert)



(h) Courant maximal (A&C en défaut de circuit ouvert)

Figure 5.20 – Paramètres physiques du générateur et du convertisseur en mode défaut

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, les travaux ont concerné l'étude du fonctionnement en mode normal et en mode défaut de la génératrice pentaphasée à FEM sinusoïdale. Suivant l'état de fonctionnement du système, la qualité de la mise en forme du couple électromagnétique est directement liée à la matrice de changement de base. La mise en place des différentes stratégies de commande se base principalement sur la recherche d'une matrice de changement de base. En fonctionnement normal comme en fonctionnement dégradé, les performances du système ont été testées par voie de simulation numérique sous l'environnement Matlab/Simulink.

En mode défaut, le déséquilibre de la génératrice dû à l'ouverture d'une ou de deux phases dégrade les performances du système. Une réadaptation de la commande par rapport à la nouvelle configuration du système est requise pour maintenir des performances acceptables. Ainsi, pour le garantir la continuité de service en mode défaut, nous avons mise en place une démarche pour la recherche de la matrice de changement de base en tenant en compte du nombre de phases déconnectées et du couplage de l'ensemble machine convertisseur.

Une fois l'amélioration de la qualité de couple obtenu, nous avons défini des critères spécifiques basés sur les paramètres physiques de l'ensemble machine convertisseur pour déterminer la stratégie la mieux adaptée en fonctionnement dégradé.

Ainsi, nous avons démontré, suite à une analyse numérique, que les stratégies à pertes Joules constantes et par limitation de courant maximal offrent de meilleures performances, en termes des contraintes thermiques et du courant nominal, que la stratégie à couple nominal constant. Toutefois, la stratégie à pertes cuivre constantes s'avère la plus avantageuse.

Les résultats obtenus ont permis de mettre en évidence l'efficacité de la démarche adoptée. Cette démarche a permis de vérifier l'évolution des grandeurs électriques pour le maintien d'une meilleure qualité du couple électromagnétique suivant l'état du système et quelque choix le repère considéré.

Cette méthode basée sur la synthèse des matrices de transformation en mode défaut reste généralisable à toutes les machines à FEM sinusoïdale indépendamment du nombre de phase.

Conclusions & Perspectives

Conclusions

La croissance de la demande d'électricité avec ses conséquences sur la diminution des ressources en énergie fossile et l'augmentation des émissions de gaz à effets de serre engendrent une profonde mutation technologique pour la production de l'énergie électrique.

Dans ce contexte et vue l'immense potentiel des sites hydroliens, le challenge dans le secteur de l'industrie électrique est de miser sur des solutions permettant de produire de l'énergie électrique à partir des énergies marines renouvelables. Comparées aux autres types d'énergie renouvelables, les énergies hydroliennes, qui présentent un faible degré de maturité technologique, font face à des problèmes comme l'accessibilité et un coût d'investissement élevé. Pour pallier à ces défis, la mise en place de solutions technologiques innovantes dans la production des énergies marines renouvelables avec un faible coût d'investissement des éléments de la chaîne de conversion, une bonne rentabilité et une bonne continuité de service est souhaitée.

Les travaux présentés dans ce mémoire ont porté sur l'optimisation et la commande d'une génératrice pentaphasée pour application hydrolienne. Ils sont basés sur trois piliers qui sont : la prise en compte des caractéristiques internes d'un site de production hydrolien, un dimensionnement optimal des éléments de la chaîne de conversion et la mise en place de stratégies de commande efficaces pour garantir une bonne continuité de service.

Dans le chapitre I, nous avons présenté un état de l'art des applications hydroliennes et des architectures de chaîne de conversion tolérantes aux défauts. Dans cette partie, une classification des différentes technologies de turbines hydroliennes commerciales est présentée. Suivant les différentes topologies de machines électriques utilisées, nous avons illustré les différentes contraintes rencontrées dans la production d'énergie électrique à partir des énergies renouvelables. Parmi les éléments qui composent la chaîne de conversion, nous avons identifié ceux qui sont les plus sensibles à la génération de défaut en se basant sur la répartition de leur taux de défaillance. Nous avons présenté les différentes solutions envisageables pour pallier aux défauts afin de garder une continuité de service. Ce premier chapitre a permis de dégager le choix de la génératrice tolérante aux défauts retenue dans le cadre de la thèse.

Le chapitre II a porté sur la modélisation dynamique et l'étude de l'influence des harmoniques d'espace sur le comportement d'une machine polyphasée. Dans ce chapitre, nous avons montré avec une commande adéquate que la présence de certains harmoniques de la FEM dégrade la qualité de couple. Nous avons proposé une solution basée sur la modification de la géométrie par le stator et par le rotor pour une meilleure gestion des harmoniques dès

l'étape de conception. Tout en améliorant la qualité de couple, nous avons synthétisé trois types de profils de FEM : une FEM de type sinusoïdal et deux FEM de type non-sinusoïdal. Ce chapitre a permis de dégager les premiers éléments clé de conception d'une machine de type polyphasé.

Le chapitre III est dédié à la modélisation technico-économique des éléments de la chaîne de conversion d'énergie en vue de l'optimisation. Dans ce chapitre, nous avons définis les différents modèles analytiques utilisés pour l'optimisation de la chaîne de conversion. Ce chapitre a permis de cerner les objectifs et les paramètres utilisés comme variables dans la résolution du problème d'optimisation.

Le chapitre IV a porté sur l'optimisation multi-objectif d'un ensemble constitué par une génératrice synchrone à aimants permanents pentaphasée associée à un redresseur pour une application hydrolienne. Cette optimisation est basée sur l'augmentation de l'énergie annuelle extraite et sur la réduction du coût d'investissement des éléments de la chaîne de conversion tout en respectant les contraintes physiques de la machine et du convertisseur. Les variables d'optimisation définies ont permis de réduire les coûts d'investissement et les différentes stratégies de commande appliquées ont permis d'extraire le maximum d'énergie.

Cette optimisation est appliquée à trois profils de FEM d'une génératrice pentaphasée pour déterminer la génératrice la plus rentable. Elle a permis de révéler que la machine à FEM sinusoïdale offre les performances les plus intéressantes sur le cycle hydrolien et représente la machine la plus rentable pour exploiter au mieux la chaîne de conversion. Cette conclusion est d'autant plus réaliste que si cette machine est associée à une loi de commande avec défluxage sur le cycle hydrolien. Ce résultat a permis de guider le choix final du profil de FEM de la génératrice utilisée.

Le chapitre V est consacré au pilotage d'une génératrice synchrone à aimants permanents pentaphasée en fonctionnement normal et en fonctionnement dégradé par l'ouverture d'une ou de deux phases. Suivant la nature du défaut, pour assurer la continuité de service la mise en place d'une matrice de changement de base s'impose. Une approche systématique sur la génération de la matrice de changement de base est proposée. Ces matrices de changement de base garantissent un couple constant dans le plan de Park et permettent de générer les formes d'onde optimales des courants dans la base de Concordia et dans la base naturelle.

Pour une phase ouverte, la matrice proposée a permis de cibler des solutions optimales particulières en valorisant un critère donné (pertes Joule minimales ou courant de même amplitudes).

Pour deux phases ouvertes, nous avons mis en place deux matrices de changement de base qui tiennent compte de la position des phases en défauts (phases adjacentes ou non-adjacentes). Une fois la matrice définie, nous avons étudié l'impact des trois stratégies de commande suivant le respect des contraintes physiques de la machine et du convertisseur (courant maximal, température et les pertes Joule). Cette comparaison a permis de montrer la stratégie à couple nominal constant est la plus contraignante, car elle offre des performances moins intéressantes en cas d'ouverture de deux phases. En effet, cette stratégie dissipe des pertes Joule avec un dépassement des contraintes thermiques beaucoup plus importantes que celles des deux autres stratégies.

Les différentes simulations effectuées dans ce chapitre nous ont permis de mettre en évidence

l'efficacité de la méthode sur la mise en place de la matrice de changement de base qui tient compte l'ouverture de phases.

Perspectives

Plusieurs perspectives potentielles peuvent compléter les travaux menés dans cette thèse. En termes perspectives, nous proposons :

- Au niveau de la conception, une application de la démarche d'optimisation sur d'autres structures de machines polyphasées en fournissant un panel de choix de structures de rotor différentes ou également de stator.
- Une validation expérimentale des différentes stratégies de commande proposées sur un banc d'essai de petite puissance.
- Une étude sur les différentes méthodes de détections des défauts et une analyse sur les phénomènes transitoires pendant le passage entre différents états du système sont également intéressantes.
- Une extrapolation de la démarche sur la recherche de la matrice de changement de base pour le cas de machines polyphasées à FEM non-sinusoïdale.

Publications

- **Sur le plan national**

- **GDR-EMR 2017 :**

A. Seck, L. Moreau, M.F. Benkhoris, M. Machmoum ; «Optimisation et Commande d'une Génératrice Pentaphasée pour Application Hydrolienne», GDR-EMR, CAEN (France) 2017.

- **Conférence SGE 2018 :**

A. Seck, L. Moreau, M.F. Benkhoris, M. Machmoum ; « Optimisation technico-économique d'une génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale-redresseur MLI », SGE, Nancy (France) 2018.

- **Sur le plan international :**

- **Conférence IEEE IECON 2017 :**

A. Seck, L. Moreau, M.F. Benkhoris, M. Machmoum ; «Automatic generation of optimal phase current of Five-Phase PMSG under open phase condition», IECON, Beijing (China), 2017.

- **Conférence ELECTRIMACS 2017 :**

A. Seck, L. Moreau, M.F. Benkhoris, M. Machmoum ; « Investigation of Space Harmonic Selectivity on the Behavior of Five-Phase Surface Mounted Magnets Synchronous Generator », ELECTRIMACS, Toulouse (France), 2017.

- **Conférence IEEE PEAC 2018 :**

A. Seck, L. Moreau, M.F. Benkhoris, M. Machmoum ; « Control Strategies of Five-phase PMSG-Rectifier Under Two Open phase faults for Current Turbine System », PEAC, Shenzhen (China), 2018.

- **Article de Revue : (soumis)**

- **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**

- * A. Seck, L. Moreau, M.F. Benkhoriss, M. Machmoum ; «Multi-objective Optimization of a Five-phase Permanent Magnet Synchronous Generator-PWM Rectifier for Marine Tidal Current Electric Power Generation», IJEPES, 2019.

Bibliographie

- [1] <https://www.lemonde.fr>. *Le monde*, Juillet 2018.
- [2] <http://www.aquaret.com>. Septembre, 2018.
- [3] C Abonnel and JL Achard. renouvelables marines étude de cas: l’hydrolien, energie. Technical report, Technical report EDF Production, 2009.
- [4] Jesús María Pinar Pérez, Fausto Pedro García Márquez, Andrew Tobias, and Mayorkinos Papaefthymiou. Wind turbine reliability analysis. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 23:463–472, 2013.
- [5] Ana-Maria Andreica. Optimisation énergétique de chaines de conversion hydroliennes modélisation, commandes et réalisations expérimentales. *tel-00876949*, 2009.
- [6] European Commission. A european strategic energy technology plan. 2007.
- [7] <http://www.energie-developpement.blogspot.com>. Juillet 2018.
- [8] <https://www.engie.com/engie-se-mobilise-pour-le-climat/revue-du-web-climat-septembre2018>.
- [9] H Boye, E Caquot, P Clement, L de La Cochetiere, JM Nataf, and P Sergent. Rapport de la mission d’étude sur les énergies marines renouvelables. *Paris: Ministère de l’écologie, du développement durable et de l’énergie*, 2013.
- [10] Adam Westwood. Ocean power: Wave and tidal energy review. *Refocus*, 5(5):50–55, 2004.
- [11] Michel Benoit, Jean-François Dhémin, and G Mattarolo. Energies marines hydrolienne et houlomotrice. 2010.
- [12] Hao Chen. *Modeling and control of a marine current energy conversion system using a doubly salient permanent magnet generator*. PhD thesis, Nantes, 2014.
- [13] Hao Chen, Tianhao Tang, Nadia Aït-Ahmed, Mohamed El Hachemi Benbouzid, Mohamed Machmoum, and Mohamed El-Hadi Zaïm. Attraction, challenge and current status of marine current energy. *IEEE Access*, 6:12665–12685, 2018.

-
- [14] Sofiane Djebbari. *Contribution à la modélisation et à la conception optimale de génératrices à aimants permanents pour hydroliennes*. PhD thesis, 2015.
 - [15] Zhibin Zhou, Franck Scuiller, Jean Frédéric Charpentier, Mohamed Benbouzid, and Tianhao Tang. An up-to-date review of large marine tidal current turbine technologies. In *Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2014 International*, pages 480–484. IEEE, 2014.
 - [16] ZHANG JIAN. *Optimization design and control strategies of a double stator permanent magnet generator for tidal current energy application*. PhD thesis, Université de Nantes, 2015.
 - [17] G Darrieus. Turbine having its rotating shaft transverse to the flow of current. *US Patent 1834018*, 1931.
 - [18] Bernard Multon, Xavier ROBOAM, Brayima DAKYO, Cristian NICHITA, Olivier GERGAUD, and Hamid BEN AHMED. Aérogénérateurs électriques. *Techniques de l'ingénieur. Génie électrique*, 7(D3960), 2004.
 - [19] International Renewable Energy Agency. Ocean energy: Technology readiness, patents, deployment status and outlook. 2014.
 - [20] Bernard Multon Gael Robin Olivier Gergaud and Hamid Ben Ahmed. Le génie électrique dans le vent : recherches dans le domaine de la génération éolienne. *hal-00674684*, 2003.
 - [21] Yassine Amirat, Mohamed El Hachemi Benbouzid, Elie Al-Ahmar, Bachir Bensaker, and Sylvie Turri. A brief status on condition monitoring and fault diagnosis in wind energy conversion systems. *Renewable and sustainable energy reviews*, 13(9):2629–2636, 2009.
 - [22] James Carroll, Alasdair McDonald, and David McMillan. Reliability comparison of wind turbines with dfig and pmg drive trains. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 30(2):663–670, 2015.
 - [23] Seifeddine Benelghali, MEH Benbouzid, and Jean Frédéric Charpentier. Comparison of pmsg and dfig for marine current turbine applications. In *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, pages 1–6. IEEE, 2010.
 - [24] CM Johnstone, D Pratt, JA Clarke, and AD Grant. A techno-economic analysis of tidal energy technology. *Renewable Energy*, 49:101–106, 2013.
 - [25] Ye Li and H Keith Florig. Modeling the operation and maintenance costs of a large scale tidal current turbine farm. In *OCEANS 2006*, pages 1–6. IEEE, 2006.
 - [26] Jean-Claude Trigeassou. *Diagnostic des machines électriques*. Lavoisier, 2011.
-

-
- [27] Marco Antonio Rodríguez-Blanco, Amsi Vazquez-Perez, Leobardo Hernandez-Gonzalez, Victor Golikov, Jesus Aguayo-Alquicira, and Manuel May Alarcón. Fault detection for igbt using adaptive thresholds during the turn-on transient. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 62(3):1975–1983, 2015.
- [28] Andrian Ceban. *Electriques, Methode Globale De Diagnostic Des Machines*. PhD thesis, Université d’Artois, 2012.
- [29] Yongheng Yang, Huai Wang, Ariya Sangwongwanich, and Frede Blaabjerg. Design for reliability of power electronic systems. In *Power Electronics Handbook (Fourth Edition)*, pages 1423–1440. Elsevier, 2018.
- [30] Berthold Hahn, Michael Durstewitz, and Kurt Rohrig. Reliability of wind turbines. In *Wind energy*, pages 329–332. Springer, 2007.
- [31] Bin Lu and Santosh Sharma. A literature review of igbt fault diagnostic and protection methods for power inverters. In *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS’08. IEEE*, pages 1–8. IEEE, 2008.
- [32] Inseok Hwang, Sungwan Kim, Youdan Kim, and Chze Eng Seah. A survey of fault detection, isolation, and reconfiguration methods. *IEEE transactions on control systems technology*, 18(3):636–653, 2010.
- [33] Xiaofeng Zhang, Chengsheng Zhang, Mingzhong Qiao, and Fei Yu. Analysis and experiment of multi-phase induction motor drives for electrical propulsion. In *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, pages 1251–1254. IEEE, 2008.
- [34] A C Williamson K S Smith, R Yacamini. Cycloconverter drives for ship propulsion. *Trans IMurE*, 105:23–52, 1993.
- [35] O Wasynczuk, PC Krause, and SD Sudhoff. Modeling a six-phase electric drive system with a low-speed-reversing control strategy. In *Summer Computer Simulation Conference*, 1991.
- [36] F Meibody-Tabar, B Davat, R Meuret, and S Vieillard. Architectures segmentées d’alimentation à convertisseurs modulaires pour les actionneurs d’avion fonctionnement en modes dégradés. *J3eA*, 4:013, 2005.
- [37] E Levi, R Bojoi, Francesco Profumo, HA Toliyat, and S Williamson. Multiphase induction motor drives—a technology status review. *IET Electric Power Applications*, 1(4):489–516, 2007.
- [38] AA Rockhill and TA Lipo. A generalized transformation methodology for polyphase electric machines and networks. In *Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 2015 IEEE International*, pages 27–34. IEEE, 2015.
-

-
- [39] Eugene A Klingshirn. Harmonic filters for six-phase and other multiphase motors on voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, (3):588–594, 1985.
- [40] Charles L Fortescue. Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 37(2):1027–1140, 1918.
- [41] Xavier Kestelyn. *Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés*. PhD thesis, Lille 1, 2003.
- [42] Eric Semail, Farid Meibody-Tabar, Mohamed Fouad Benkhoris, Hubert Razik, Maria Pietrzak-David, Eric Monmasson, Alain Bouscayrol, Bernard Davat, Philippe Delarue, Bernard De Fornel, et al. Représentations systèmes multi-machines (smm) de machines polyphasées. *Représentations Systèmes Multi-Machines (SMM) de machines polyphasées*, 8(2):221–239, 2005.
- [43] Fabrice Locment. *Conception et commande d’une machine synchrone à 7 phase à aimants permanents et flux axial: commande vectorielle en mode normal et mode dégradé*. PhD thesis, Université des Sciences et Technologie de Lille-Lille I, 2006.
- [44] Bassel Aslan. *Conception de machines polyphasées à aimants et Bobinage concentré à pas fractionnaire avec large plage de vitesse*. PhD thesis, Paris, ENSAM, 2013.
- [45] Xavier Kestelyn, Eric Semail, and JP Hautier. Vectorial multi-machine modeling for a five-phase machine. In *International Congress on Electrical Machines (ICEM 02)*, 2002.
- [46] Nadia Madani. *Commande à structure variable d’une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs MLI : modélisation dynamique, alimentation et validation expérimentale*. PhD thesis, Université Nantes, 2004.
- [47] F Terrien, S Siala, and P Noy. Multiphase induction motor sensorless control for electric ship propulsion. In *Power Electronics, Machines and Drives, 2004.(PEMD 2004). Second International Conference on (Conf. Publ. No. 498)*, volume 2, pages 556–561. IET, 2004.
- [48] Mourad Merabtene. *Modélisation dynamique et commande d’une machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs mli fonctionnement en mode normal et en mode dégrade*. PhD thesis, Université de Nantes, 2005.
- [49] Etienne Robert de Hault. *Modélisation Dynamique ,commande Et Conception De Machines Pentaphasées Alimentées Par Des Onduleurs Mli*. PhD thesis, Université de Nantes, 2005.

-
- [50] Abdoulaye DIENG. *Modélisation dynamique et Commande d'un ensemble génératrice synchrone pentaphasée à FEM non sinusoïdale convertisseur AC DC tolérant aux défauts*. PhD thesis, Université de Nantes, 2014.
- [51] Chenchen LIANG. *Contribution à l'étude d'une chaîne de conversion d'énergie AC DC DC tolérante aux défauts: MSAP pentaphasée redresseur à diodes Boost*. PhD thesis, Université de Nantes, 2017.
- [52] G Renukadevi and K Rajambal. Generalized dq model of n-phase induction motor drive. *International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, 6(9):1066–1075, 2012.
- [53] José Figueroa, Jérôme Cros, and Philippe Viarouge. Generalized transformations for polyphase phase-modulation motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21(2):332–341, 2006.
- [54] E Robert-Dehault, MF Benkhoris, and ME Zaim. Control strategy of a five-phase synchronous machine. In *IEEE Conference Publication*, volume 1, pages 114–119. IET, 2004.
- [55] Abdoulaye Dieng, Mohamed-Fouad Benkhoris, M Aït Ahmed, and Jean-Claude Le Claire. Fault-tolerant control of 5-phase pmsg for marine current turbine applications based on fractional controller. *IFAC Proceedings Volumes*, 47(3):11950–11955, 2014.
- [56] Bilal Sari, Abdoulaye Dieng, Mohamed Fouad Benkhoris, and Mourad Ait Ahmed. A new robust torque control of a five phase permanent magnet synchronous machine. In *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, pages LS1c–5. IEEE, 2012.
- [57] Eric Semail, Xavier Kestelyn, and Alain Bouscayrol. Sensitivity of a 5-phase brushless dc machine to the 7th harmonic of the back-electromotive force. 2004.
- [58] Anyuan Chen, Robert Nilssen, and Arne Nysveen. Harmonic analysis and comparison of the back emfs of four permanent magnet machine with different winding arrangements. In *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, pages 3043–3048. IEEE, 2008.
- [59] Paresh C. Sen. *Principles of Electric Machines and Power Electronics*. Second ed. Jone Wiley & Sons, 1997, ISBN 0-471-02295-0, pp. 569-581.
- [60] Maxime R Dubois and João P Trovão. Emf waveform optimization using the permanent magnet volume-integration method. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 1(2):189–198, 2017.
-

-
- [61] A Seck, L Moreau, M-F Benkhoris, and M. Machmoum. Investigation of space harmonic selectivity on the behavior of five-phase surface mounted magnets synchronous generator. *Electrimacs 2017*.
- [62] Mikhail Pronin, Oleg Shonin, Aleksey Vorontsov, and Grigory Gogolev. A control system-based reduction of electromagnetic torque ripples in a vsi-fed poly-phase pmsm with nonsinusoidal back-emf. In *EUROCON 2009, EUROCON'09. IEEE*, pages 990–995. IEEE, 2009.
- [63] Mohammad S Islam, Rakib Islam, and Tomy Sebastian. Noise and vibration characteristics of permanent-magnet synchronous motors using electromagnetic and structural analyses. *IEEE Transactions on industry applications*, 50(5):3214–3222, 2014.
- [64] Freddy Magnussen and Chandur Sadarangani. Winding factors and joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings. In *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, volume 1, pages 333–339. IEEE, 2003.
- [65] Dahaman Ishak, ZQ Zhu, and David Howe. Comparison of pm brushless motors, having either all teeth or alternate teeth wound. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21(1):95–103, 2006.
- [66] Jacques Saint-Michel. *Bobinage des machines tournantes à courant alternatif*. Ed. Techniques Ingénieur, 2001.
- [67] Jérôme Legranger. *Contribution à l'étude des machines brushless à haut rendement dans les applications de moteurs-générateurs embarqués*. PhD thesis, Université de Compiègne, 2009.
- [68] Tao Sun, Ji-Min Kim, Geun-Ho Lee, Jung-Pyo Hong, and Myung-Ryul Choi. Effect of pole and slot combination on noise and vibration in permanent magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on magnetics*, 47(5):1038–1041, 2011.
- [69] Mohand Ouramdane HAMITI. Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réluctance variable. *Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré Nancy*, 2009.
- [70] Juha Pyrhonen, Tapani Jokinen, and Valeria Hrabovcova. *Design of rotating electrical machines*. John Wiley and Sons, 2013.
- [71] E Semail, X Kestelyn, and A Charlier. Sensibilité d'une machine polyphasée aux harmoniques spatiaux.
- [72] Jean-Paul Louis. *Control of non-conventional synchronous motors*. John Wiley & Sons, 2013.
-

-
- [73] A Belot. Calcul des fuites et inductances de fuites de l'induit. *Techniques de l'ingénieur*, page 47, 1982.
- [74] James R Hendershot and Timothy John Eastham Miller. *Design of brushless permanent-magnet machines*. Motor Design Books, 2010.
- [75] Pavel Ponomarev, Yulia Alexandrova, Ilya Petrov, Pia Lindh, Elena Lomonova, Juha Pyrhönen, et al. Inductance calculation of tooth-coil permanent-magnet synchronous machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014.
- [76] Naomitsu Urasaki, Tomonobu Senjyu, and Katsumi Uezato. Investigation of influences of various losses on electromagnetic torque for surface-mounted permanent magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on power electronics*, 18(1):131–139, 2003.
- [77] Zbigniew Gmyrek, Aldo Boglietti, and Andrea Cavagnino. Estimation of iron losses in induction motors: Calculation method, results, and analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(1):161–171, 2010.
- [78] Chunting Mi, Gordon R Slemon, and Richard Bonert. Modeling of iron losses of permanent-magnet synchronous motorss. *IEEE Transactions on Industry applications*, 39(3):734–742, 2003.
- [79] Zhen Tian, Chengning Zhang, and Shuo Zhang. Analytical calculation of magnetic field distribution and stator iron losses for surface-mounted permanent magnet synchronous machines. *Energies*, 10(3):320, 2017.
- [80] Emad Dlala. Comparison of models for estimating magnetic core losses in electrical machines using the finite-element method. *IEEE Transactions on Magnetics*, 45(2):716–725, 2009.
- [81] Hafedh Trabelsi, Ali Mansouri, and Mohamed Hedi Gmiden. On the no-load iron losses calculations of a smpm using vpm and transient finite element analysis. *International Journal of Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering IJ-STA*, 2:470–483, 2008.
- [82] P Parthasaradhy and SV Ranganayakulu. Hysteresis and eddy current losses of magnetic material by epstein frame method-novel approach. *Int. J. Eng. Sci.(IJES)*, pages 85–93, 2014.
- [83] Waqas M Arshad, Thomas Ryckebush, Freddy Magnussen, Heinz Lendenmann, Juliette Soulard, Bengt Eriksson, and Bo Malmros. Incorporating lamination processing and component manufacturing in electrical machine design tools. In *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*, pages 94–102. IEEE, 2007.
-

-
- [84] Waleed Hassan and Bingsen Wang. Efficiency optimization of pmsm based drive system. In *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, volume 2, pages 1027–1033. IEEE, 2012.
- [85] Gurakuq Dajaku and Dieter Gerling. Evaluation of iron losses and efficiency improvements in electric machines. In *CADFEM Symposium "Energieeffizienz-Elektrische Antriebe und Wandler*, 2011.
- [86] LA Pereira, LFA Pereira, CC Scharlau, R Schaeffer Da Rosa, and S Haffner. Magnetic losses of five phase induction machines with optimized airgap induction waveform. In *Anais do Congresso Brasileiro de Automática*, available: <http://www.labplan.ufsc.br/congressos/CBA2010/Artigos/65466>, volume 1, pages 2742–2748, 2010.
- [87] Nicolas Bernard, Florian Martin, and Mohamed El-Hadi Zaïm. Design methodology of a permanent magnet synchronous machine for a screwdriver application. *IEEE Transactions on energy conversion*, 27(3):624–633, 2012.
- [88] Janne Nerg, Marko Rilla, and Juha Pyrhonen. Thermal analysis of radial-flux electrical machines with a high power density. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 55(10):3543–3554, 2008.
- [89] Kai Li, Shaoping Wang, and John P Sullivan. A novel thermal network for the maximum temperature-rise of hollow cylinder. *Applied Thermal Engineering*, 52(1):198–208, 2013.
- [90] Ethan Lee Filip. *Evaluation and application of thermal modeling for high power motor improvements*. PhD thesis, Université de Virginia Tech, 2010.
- [91] R Missoum, N Bernard, ME Zaim, and J Bonnefous. Optimization of high speed surface mounted permanent magnet synchronous machines. In *Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP'07. International Aegean Conference on*, pages 446–451. IEEE, 2007.
- [92] S Kar Chowdhury. A distributed parameter thermal model for induction motors. In *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on*, volume 1, pages 739–744. IEEE, 2005.
- [93] Daniel Fodorean and Abdellatif Miraoui. Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (msap). 2009.
- [94] N Ulrich, R Tobias, J Petzoldt, and J Lutz. Applikationshandbuch igbt-und mosfet-leistungsmodul. *Germany Semikron*, 230, 1998.
- [95] F Casanellas. Losses in pwm inverters using igbts. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 141(5):235–239, 1994.
-

-
- [96] J Bergauer, L Schindele, and M Braun. Optimised space vector control reducing switching losses in current source inverters. In *Proc. on Int. Conf. and Exhibit. on Power Electr. and Motion Contr., EPE-PEMC, Kosice*, volume 3, 2000.
- [97] Keliang Zhou and Danwei Wang. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based pwm: a comprehensive analysis [three-phase inverters]. *IEEE transactions on industrial electronics*, 49(1):186–196, 2002.
- [98] Michael H Bierhoff and Friedrich W Fuchs. Semiconductor losses in voltage source and current source igbt converters based on analytical derivation. In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, volume 4, pages 2836–2842. IEEE, 2004.
- [99] Ajay Poonjal Pai, Tomas Reiter, and Martin Maerz. A new behavioral model for accurate loss calculations in power semiconductors. In *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*, pages 1–9. VDE, 2016.
- [100] Lixiang Wei, Jeffrey McGuire, and Richard A Lukaszewski. Analysis of pwm frequency control to improve the lifetime of pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(2):922–929, 2011.
- [101] Chen Xi, Huang Shenghua, Li Bingzhang, and Xiang Yangxiao. Losses and thermal calculation of igbt and fwd in pwm inverter for electric engineering maintenance rolling stock. In *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1–5. IEEE, 2016.
- [102] Dusan Graovac, Marco Purschel, and Andreas Kiep. Mosfet power losses calculation using the data-sheet parameters. *Infineon application note*, 1, 2006.
- [103] Lei Zhang, Xibo Yuan, Xiaojie Wu, Congcong Shi, Jiahang Zhang, and Yonglei Zhang. Performance evaluation of high-power sic mosfet modules in comparison to si igbt modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(2):1181–1196, 2019.
- [104] Judicael Aubry, H Ben Ahmed, and Bernard Multon. Bi-objective sizing optimization of a pm machine drive on an operating profile. In *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, pages 1–7. IEEE, 2010.
- [105] Jean-Christophe Olivier, Salvy Bourguet, Luc Loron, and Dominique Harpin. Optimisation économique du dimensionnement d’un ensemble convertisseur supercondensateurs utilisé pour l’énergie principale du véhicule électrique de type plug in. 2012.
- [106] Michiel B Zaaier. Comparison of monopile, tripod, suction bucket and gravity base design for a 6 mw turbine.
-

-
- [107] Anders Grauers. *Design of direct-driven permanent-magnet generators for wind turbines*. PhD thesis, Chalmers University of Technology, 1996.
 - [108] Judicael Aubry. *Optimisation du dimensionnement d'une chaîne de conversion électrique directe incluant un système de lissage de production par supercondensateurs : application au houlogénérateur SEAREV*. PhD thesis, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2011.
 - [109] Ouael Mouelhi. *Contribution à l'optimisation multiobjectif en conception multidisciplinaire*. PhD thesis, INSA de Lyon, 2010.
 - [110] John A Nelder and Roger Mead. A simplex method for function minimization. *The computer journal*, 7(4):308–313, 1965.
 - [111] Dervis Karaboga. An idea based on honey bee swarm for numerical optimization. Technical report, Technical report-tr06, Erciyes university, engineering faculty, computer engineering department, 2005.
 - [112] Mordecai Avriel. *Nonlinear programming: analysis and methods*. Courier Corporation, 2003.
 - [113] Jürgen Branke, Jurgen Branke, Kalyanmoy Deb, Kaisa Miettinen, and Roman Slowiński. *Multiobjective optimization: Interactive and evolutionary approaches*, volume 5252. Springer Science & Business Media, 2008.
 - [114] Duc Pham and Dervis Karaboga. *Intelligent optimisation techniques: genetic algorithms, tabu search, simulated annealing and neural networks*. Springer Science & Business Media, 2012.
 - [115] SN Sivanandam and SN Deepa. Genetic algorithm optimization problems. In *Introduction to Genetic Algorithms*, pages 165–209. Springer, 2008.
 - [116] Russell Eberhart and James Kennedy. A new optimizer using particle swarm theory. In *Micro Machine and Human Science, 1995. MHS'95., Proceedings of the Sixth International Symposium on*, pages 39–43. IEEE, 1995.
 - [117] Thatiana CN de Souza, Elizabeth FG Goldberg, and Marco C Goldberg. Comparing pso and nsga ii for the biobjective oil derivatives distribution problem. In *Evolutionary Computation (CEC), 2010 IEEE Congress on*, pages 1–7. IEEE, 2010.
 - [118] Ahmad Nourbakhsh, Hamed Safikhani, and Shahram Derakhshan. The comparison of multi-objective particle swarm optimization and nsga ii algorithm: applications in centrifugal pumps. *Engineering Optimization*, 43(10):1095–1113, 2011.
 - [119] Mathieu Barrette. *Méthode de comparaison statistique des performances d'algorithmes évolutionnaires*. PhD thesis, École de technologie supérieure, 2008.
-

-
- [120] Sahra Khazaei, Abdolhossein Tahani, Mohammad Yazdani-Asrami, and S Asghar Gholamian. Optimal design of three phase surface mounted permanent magnet synchronous motor by particle swarm optimization and bees algorithm for minimum volume and maximum torque. *Journal of Advances in Computer Research*, 6(2):83–98, 2015.
- [121] Aphrodite Ktena, Christos Manasis, Dimitrios Bargiotas, Vasilis Katsifas, Takvor Soukissian, and Harilaos Kontoyiannis. Energy potential of euripus’ gulf tidal stream. In *Information, Intelligence, Systems and Applications (IISA), 2015 6th International Conference on*, pages 1–6. IEEE, 2015.
- [122] S Astariz, A Vazquez, and G Iglesias. Evaluation and comparison son of the levelized cost of tidal, wave and offshore wind energy. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 7(5):053112, 2015.
- [123] P Schwabe, S Lensink, and M Hand. Iea wind task 26-multi-national case study of the financial cost of wind energy; work package 1 final report. Technical report, National Renewable Energy Lab.(NREL), Golden, CO (United States), 2011.
- [124] B Drury. The control techniques drives and controls: Handbook, emerson, 2009.
- [125] S Shokri, M Ardebili, and Hamid R Izadfar. Air gap length evaluation in interior permanent magnet synchronous motor. *Editorial Advisory Board e*, page 691, 2005.
- [126] Ion Boldea and Syed A Nasar. *Electric drives*. CRC press, 2016.
- [127] Aleksandar Borisavljevic, Henk Polinder, and Jan Abraham Ferreira. On the speed limits of permanent-magnet machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(1):220–227, 2010.
- [128] Aldo Boglietti, Andrea Cavagnino, Alberto Tenconi, and Silvio Vaschetto. Key design aspects of electrical machines for high-speed spindle applications. In *IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1735–1740. IEEE, 2010.
- [129] Nicolas Bernard, Rachid Missoum, Linh Dang, Nassim Bekka, Hamid Ben Ahmed, and Mohamed El-Hadi Zaïm. Design methodology for high-speed permanent magnet synchronous machines. *IEEE Transactions on Energy conversion*, 31(2):477–485, 2016.
- [130] J-F Trigeol, Yves Bertin, and Patrick Lagonotte. Thermal modeling of an induction machine through the association of two numerical approaches. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21(2):314–323, 2006.
- [131] Meng Zhao and Jianhui Hu. Analysis of factors designing permanent magnet synchronous motor. In *Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control (IMCCC), 2013 Third International Conference on*, pages 1221–1223. IEEE, 2013.
-

-
- [132] CA Douglas, GP Harrison, and JP Chick. Life cycle assessment of the seagen marine current turbine. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part M: Journal of Engineering for the Maritime Environment*, 222(1):1–12, 2008.
 - [133] A Roberts, Ben Thomas, Philip Sewell, Z Khan, S Balmain, and J Gillman. Current tidal power technologies and their suitability for applications in coastal and marine areas. *Journal of Ocean Engineering and Marine Energy*, 2(2):227–245, 2016.
 - [134] Etienne Robert-Dehault. *Modélisation dynamique, Commande et Conception de Machines pentaphasées alimentées par des Onduleurs MLI*. PhD thesis, Nantes, 2005.
 - [135] François Baudart, Ernest Matagne, Bruno Dehez, and Francis Labrique. Optimal current waveforms for torque control of permanent magnet synchronous machines with any number of phases in open circuit. *Mathematics and Computers in Simulation*, 90:1–14, 2013.
 - [136] Ali Mohammadpour and Leila Parsa. A unified fault-tolerant current control approach for five-phase pm motors with trapezoidal back emf under different stator winding connections. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(7):3517–3527, 2013.
 - [137] Jing Zhao, Xu Gao, Bin Li, Xiangdong Liu, and Xing Guan. Open-phase fault tolerance techniques of five-phase dual-rotor permanent magnet synchronous motor. *Energies*, 8(11):12810–12838, 2015.
 - [138] Ramin Salehi Arashloo. Fault tolerant vector control of five-phase permanent magnet motors. 2014.
 - [139] Ngac Ky Nguyen, Damien Flieller, Xavier Kestelyn, Tiago José dos Santos Moraes, and Eric Semail. Analytical optimal currents for multiphase pmsms under fault conditions and saturation. In *IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 3197–3203. IEEE, 2014.
 - [140] Abdoulaye Dieng, Mohamed-Fouad Benkhoris, M Aït Ahmed, and Jean-Claude Le Claire. Fault-tolerant control of 5-phase pmsg for marine current turbine applications based on fractional controller. *IFAC Proceedings Volumes*, 47(3):11950–11955, 2014.
 - [141] Emna Ben Sedrine. *Machines à commutation de flux à grand nombre de phases: modèles comortementaux en mode dégradé et élaboration d’une stratégie de commande en vue de l’amélioration de la tolérance aux pannes*. PhD thesis, École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan, 2014.
 - [142] Ramin Salehi Arashloo, Mehdi Salehifar, and Jose Luis Romeral Martinez. On the effect of accessible neutral point in fault tolerant five phase pmsm drives. In *IECON-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1934–1939. IEEE, 2012.
-

-
- [143] Nicola Bianchi, Silverio Bolognani, and MD Pre. Design and tests of a fault-tolerant five-phase permanent magnet motor. In *Proc. of IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC'06*, pages 2540–2547, 2006.
 - [144] Suman Dwari and Leila Parsa. An optimal control technique for multiphase pm machines under open-circuit faults. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 55(5):1988–1995, 2008.
 - [145] Yi Sui, Ping Zheng, Zuosheng Yin, Mingqiao Wang, and Chuanze Wang. Open-circuit fault-tolerant control of five-phase pm machine based on reconfiguring maximum round magnetomotive force. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(1):48–59, 2018.
 - [146] Reza Kianinezhad, Babak Nahid-Mobarakeh, Lotfi Baghli, Franck Betin, and Gérard-André Capolino. Modeling and control of six-phase symmetrical induction machine under fault condition due to open phases. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(5):1966–1977, 2008.
 - [147] Federico Barrero and Mario J Duran. Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines part i. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(1):449–458, 2016.
 - [148] Alioune Seck, Luc Moreau, Mohamed-Fouad Benkhoris, and Mohamed Machmoum. Control strategies of five-phase pmsg-rectifier under two open phase faults for current turbine system. pages 1–6, 11 2018.

Titre : Optimisation et commande d'une génératrice pentaphasée pour applications hydroliennes

Mots clés : Energie hydrolienne, génératrice synchrone pentaphasée, optimisation multi-objectif, Commandes tolérantes aux défauts.

Résumé : Les travaux présentés dans cette thèse concernent l'investigation d'une chaîne de conversion d'énergie tolérante aux défauts pour des applications hydroliennes. Cette chaîne est constituée d'une génératrice synchrone pentaphasée à aimants permanents déposés en surface associée à un redresseur MLI. Trois volets complémentaires sont traités : la modélisation, l'optimisation technico-économique et la commande plus particulièrement en mode dégradé. Concernant la modélisation, trois approches sont élaborées : la modélisation dynamique en vue de l'analyse de l'effet des profils de la fem sur la qualité du couple, la modélisation analytique de chaque élément de la chaîne de conversion d'énergie en vue du dimensionnement et de l'estimation du coût et de l'énergie extraite, et la modélisation en vue

de l'élaboration de la stratégie de commande. Une méthodologie d'optimisation multi-objective du coût d'investissement et de l'énergie extraite pour une durée d'exploitation de 20 ans en tenant compte des probabilités d'apparition de la vitesse des courants marins est réalisée. Cette optimisation intègre les contraintes électriques, thermiques ... et la stratégie de commande en mode de défluxage. Concernant la commande, des approches innovantes de commande minimisant les ondulations de couple en mode dégradé liées à l'ouverture d'une ou de deux phases sont développées et comparées. Elles consistent à systématiser la génération de la matrice de changement de base pour avoir des courants sinusoïdaux tout en ayant le déphasage adéquat avec les fems des phases saines.

Title: Optimization and control of a five-phase generator for renewable marine energy applications.

Keywords : Tidal Energy, Five-phase permanent magnet synchronous generator, Multi-objective Optimization, Fault tolerant control strategies.

Abstract: The works presented in this thesis concern the investigation of a fault-tolerant energy conversion system for renewable marine energy applications. The studied conversion chain is based on a five-phase for surface mounted permanent magnet synchronous generator associated with a PWM rectifier. Three complementary aspects are treated: modeling, technico-economic optimization and control especially in fault mode.

Regarding to the modeling, three approaches are developed: a dynamic modeling of the generator in order to analyze the effect of the fems profiles on the torque quality, an analytical modeling of each element of the energy conversion chain for the designing and

the estimation of both cost and the extracted energy, and a modeling for the control strategy. A methodology of multi-objective optimization of the investment and energy extracted for an operating period of 20 years by taking into account the probabilities of occurrence of the tidal speed is developed. This optimization integrates the electrical and thermal constraints ... and the flux weakening control strategy. For the control in fault mode, innovative control approaches that minimize the torque ripples related to the opening of one or two phases are developed and compared. They consist in systematizing the generation of the matrix transforms in order to have sinusoidal currents and ensure a proper phase shift with the fems of the healthy phases.