



HAL
open science

Contribution à l'étude de machines électriques polyphasées à aimants permanents en vue d'une meilleur gestion de la commande en modes dégradés pour des applications liées aux énergies renouvelables marines.

Ousmane Fall

► **To cite this version:**

Ousmane Fall. Contribution à l'étude de machines électriques polyphasées à aimants permanents en vue d'une meilleur gestion de la commande en modes dégradés pour des applications liées aux énergies renouvelables marines.. Génie des procédés. Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM, 2017. Français. NNT : 2017ENAM0002 . tel-01882830

HAL Id: tel-01882830

<https://pastel.hal.science/tel-01882830>

Submitted on 27 Sep 2018

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

École doctorale n° 432 : Science des Métiers de l'ingénieur

Doctorat ParisTech

THÈSE

pour obtenir le grade de docteur délivré par

l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers

Spécialité " Génie Electrique "

présentée et soutenue publiquement par

Ousmane FALL

Ingénieur Polytech Nantes, titulaire d'un Master SEGE de l'université de Nantes

le 12 Janvier 2017

Contribution à l'étude de Machines Electriques Polyphasées à Aimants Permanents en vue d'une Meilleure Gestion de la Commande en Modes Dégradés pour des Applications liées aux Energies Renouvelables Marines

Directeur de thèse : **Jean-Frédéric CHARPENTIER**

Co-encadrement de la thèse : **Ngac-Ky NGUYEN**

Jury

M. Mohamed F. BENKHORIS, Professeur des Universités, IREENA, Université de Nantes
Mme. Carole HENAUX, Maître de conférences, HdR, LAPLACE, INP Toulouse-ENSEEHT
M. Mohamed E.H. BENBOUZID, Professeur des Universités, IRDL, Université de Brest
M. Nouredine TAKORABET, Professeur des Universités, GREEN, Université de Lorraine
M. Jean-Frédéric CHARPENTIER, Maître de conférences HdR, IRENAV, Ecole Navale
M. Ngac-Ky NGUYEN, Maître de conférences, L2EP, ENSAM-Lille
M. Paul LETELLIER, Ingénieur, Jeumont-Electric, Nantes

Rapporteur
Rapporteur
Examinateur
Président
Directeur de thèse
Co-encadrant
Invité, resp. industriel

**T
H
È
S
E**

ParisTech

INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
PARIS INSTITUTE OF TECHNOLOGY



Remerciements

Cette thèse a été réalisée sous la Direction de Monsieur Jean-Frédéric Charpentier Maître de Conférences HdR à l'Ecole Navale de Brest, encadrée par Monsieur Ngac-Ky Nguyen et Monsieur Paul Letellier.

Avant de développer le contenu de cette thèse, j'adresse mes sincères remerciements à :

- Monsieur Nouredine Takorabet pour avoir accepté de participer au jury et avoir fait l'honneur de présider la soutenance en organisant de la meilleure des manières le déroulement de la soutenance
- Monsieur Mohamed E.H. Benbouzid pour avoir accepté d'être examinateur et pour sa participation pertinente et constructive à la soutenance
- Madame Carole Henaux pour avoir accepté la tâche de rapporteur et pour y avoir apporté son expertise et son regard critique tant au niveau du manuscrit qu'au cours de la soutenance
- Monsieur Mohamed F. Benkhoris pour avoir accepté la tâche de rapporteur et pour sa participation active dans l'animation du débat lors de la soutenance et pour l'intérêt qu'il porte au sujet de thèse

Leurs suggestions et leurs remarques très pertinentes ont permis un débat de haute facture et ont permis également d'apporter plus de qualité au manuscrit.

Je tiens également à adresser mes sincères remerciements à mon Directeur de thèse Monsieur Jean-Frédéric Charpentier pour ses conseils et pour avoir participé activement en ne ménageant aucun effort pour la réalisation de ce travail. Mais aussi pour la confiance qu'il m'a accordée tout au long de cette thèse et pour ses qualités humaines.

Je tiens à remercier également Monsieur Ngac-Ky Nguyen pour sa rigueur et son implication dans la réalisation de cette thèse mais aussi ses conseils tant sur le plan professionnel que sur le plan humain. Mais aussi pour sa confiance et ses qualités humaines.

Je remercie également Monsieur Paul Letellier pour avoir assuré l'encadrement industriel et pour ses conseils pertinents tout au long de la thèse et ses qualités humaines.

Je remercie également les ingénieurs de Jeumont-Electric pour avoir participé aux réunions d'avancement et en y apportant leur regard critique. Pour cela je tiens à citer Monsieur Daniel Laloy, Monsieur Aymen Ammar, Monsieur Patrick Brutsaert, Monsieur Philippe Robert. Je remercie également les employés de Jeumont-Electric pour leur sympathie, à savoir, Madame Aurélie Fasquelle, Lyas, Mehdi, Monsieur Sofiane Bendali.

Je tiens également à remercier l'ensemble du personnel de l'école navale et j'adresse particulièrement mes sincères remerciements à Madame Marie Coz pour son accueil chaleureux au début de ma thèse et à Madame Magali Lamande pour les efforts déployés pour la gestion administrative de ma soutenance. Bien des choses à tous mes collègues doctorants et certains devenus docteurs, plus particulièrement à Dieudonné, Ines, Zhibin, Hadj Ahmed, Wissame, Christophe, Sofiane, Tony, Younes, Loïc, Mathieu, Nicolas, ...

J'adresse également mes remerciements à Monsieur Christophe Claramunt Directeur de l'IRENav à Monsieur l'amiral et au commandant de l'école navale Monsieur Eric Pages pour m'avoir accueilli au sein de l'école navale et pour m'avoir mis dans de bonnes conditions.

Pour finir j'adresse mes sincères remerciements à mon père Adama Fall et ma mère Aïssatou Dia pour le soutiens qu'ils m'ont toujours apporté, ainsi que mes frères et sœurs et à tous ceux que j'ai oublié de citer.

Avant-propos

Cette thèse intitulée « Contribution à l'étude de Machines Electriques Polyphasées à Aimants permanents en vue d'une Meilleure Gestion de la Commande en Modes Dégradés pour des Applications liées aux Energies Renouvelables Marines », a été financée par l'entreprise Jeumont-Electric et l'association nationale de la recherche et de la technologie (ANRT), dans le cadre d'une convention industrielle de formation à la recherche (CIFRE), et a fait l'objet d'une collaboration entre l'Institut de Recherche de l'Ecole Navale (IRENav) et le laboratoire L2EP de l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers (ENSAM) de Lille.

Liste des publications

Revue internationale

- Ousmane Fall, Ngac-Ky Nguyen, Jean-Frédéric Charpentier, Paul Letellier, Eric Semail, et Xavier Kestelyn, "Variable speed control of a 5-phase permanent magnet synchronous generator including voltage and current limits in healthy and open-circuited modes," *Electric Power Systems Research*, vol. 140, pp. 507-516, 2016.

Revue nationale

- Ousmane Fall, "Stratégie de commande par défluxage d'une machine pentaphasée à aimants permanents en mode dégradé pour des applications hydroliennes", *Revue 3EI*, n° 77, pp 20-28, 2014 (sélection de l'article de la conférence JCGE'2014)

Conférences internationales

- Ousmane Fall, Jean-Frédéric Charpentier, Ngac-Ky Nguyen, Paul Letellier, "Maximum torque per ampere control strategy of a 5-phase PM generator in healthy and faulty modes for tidal marine turbine application," in *Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2014 International*, 2014, pp. 468-473.
- Ousmane Fall, Jean-Frédéric Charpentier, Ngac-Ky Nguyen, Paul Letellier, "Performances comparison of different concentrated-winding configurations for 5-phase PMSG in normal and faulty modes in flux weakening operation for fixed pitch tidal turbines," *2016 XXII International Conference on in Electrical Machines (ICEM)*, 2016, pp. 2789-2795.

Conférences nationales

- Ousmane Fall, Jean-Frédéric Charpentier, Ngac-Ky Nguyen, Paul Letellier, "Comparaison de Performances de Différentes Structures de Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) Polyphasées en Mode Normal et en Modes Dégradés en Vitesse Variable avec Défluxage pour des Applications Hydroliennes," in *Symposium de Genie Electrique*, 2016.
- Ousmane FALL, « Stratégie de commande par défluxage d'une machine pentaphasée à aimants permanents en mode dégradé pour des applications hydroliennes » Journées JCGE'2014-SEEDS, Juin-2014.

Principales notations abréviatives et acronymes

Notation	Transcription
P	Puissance de l'hydrolienne
C_p	Coefficient de puissance de l'hydrolienne
A	Section balayée par les pâles d'une turbine hydrolienne
R	Rayon de l'hydrolienne
m	Nombre de phases
\vec{x}_i^m	$i^{\text{ème}}$ vecteur élémentaire d'un espace euclidien E^m
v_i	Tension de la phase i
i_i	Courant de la phase i
φ_i	Flux de la phase i
e_i	Force électromotrice de la phase i
R_s	Résistance d'une phase de la machine
φ_{ss}	Composante du flux capté par une phase, provenant des courants du stator
φ_{sr}	Composante du flux capté par une phase, provenant du rotor
p	Puissance électrique instantanée de la machine
P_j	Pertes joules statoriques
P_{em}	Puissance électromagnétique

C_{em}	Couple électromagnétique
L	Inductance propre d'une phase
M_{ij}	Mutuelle inductance entre les phases i et j
$[L_s^m]$	Matrice d'inductance dans la base naturelle
Λ_i	$i^{\text{ème}}$ valeur propre de la matrice inductance
$[L_s^d]$	Matrice d'inductance dans la base découplée
L_d	Inductance de phase dans l'axe direct
L_q	Inductance de phase dans l'axe en quadrature
$[T_{mm}]$	Matrice de Concordia d'ordre m
p	Nombre de paires de pôles
ϕ_e	Flux magnétique dans l'entrefer
ϕ	Flux magnétique des aimants
C_d	Couple de détente
C_{rel}	Couple de réluctance
ω	Pulsation électrique des signaux (courants, FEM, ...)
ω_{base}	Pulsation électrique au point de base (point nominal)
Ω	Vitesse de rotation de la machine
ψ	Déphasage entre le courant et la FEM d'une même phase
L_{sync}	Inductance synchrone
L_0	Inductance homopolaire
L_d	Inductance d'axe direct d'une machine 3 phases
L_q	Inductance d'axe « q » d'une machine 3 phases
L_{d_1}	Inductance d'axe direct d'une machine 5 phases liée à la machine primaire

L_{q_1}	Inductance d'axe « q » d'une machine 5 phases liée à la machine primaire
L_{d_3}	Inductance d'axe direct d'une machine 5 phases liée à la machine secondaire
L_{q_3}	Inductance d'axe « q » d'une machine 5 phases liée à la machine secondaire
V_{\max}	Tension maximale de phase imposée par le convertisseur
I_{\max}	Courant maximal de phase imposé par le convertisseur
Q_s	Nombre total d'encoches au stator
q	Nombre d'encoches par pôle et par phase
t	Périodicité spatiale du bobinage statorique
α_u	Angle de déphasage électrique entre deux encoches adjacentes
α_z	Angle entre deux vecteurs adjacents dans le diagramme vectoriel en tension
α_{ph}	Déphasage électrique entre deux phases consécutives
$(\xi_w)_v$	Coefficient de bobinage qui correspond à l'harmonique v
α_ρ	Angle entre le vecteur d'ordre ρ et l'axe de symétrie des vecteurs qui constituent la même phase dans le diagramme vectoriel en tension
B_r	Composante radiale de l'induction créée par les aimants dans l'entrefer
B_m	Induction rémanente des aimants
R_r	Rayon du rotor
R_m	Rayon magnétique (rayon rotor + hauteur des aimants)
R_s	Rayon du stator (rayon d'alésage)
β	Rapport entre l'angle d'ouverture des aimants et l'angle d'ouverture d'un pôle
L_u	Longueur utile de la machine
W	Coénergie magnétique dans l'entrefer
μ_r	Perméabilité magnétique relative des aimants
$\tilde{\lambda}$	Perméance relative dans l'entrefer

F_m	Force magnétomotrice créée par les aimants dans l'entrefer
N_L	Plus petit commun multiple entre le nombre d'encoches et le nombre de pôles
L_m	Inductance magnétisante
L_δ	Inductance de fuite d'entrefer
L_s	Inductance de fuite d'encoche
L_{ew}	Inductance de fuite des têtes de bobines
L_{tt}	Inductance de fuite des becs
F_i	Fonction de bobinage de la phase i
FMM	Force magnétomotrice dans l'entrefer créée par le stator
f_s	Fréquence spatiale de la force magnétomotrice
σ	Pression radiale sur les culasses du rotor et du stator

Table des matières

Avant-propos.....	1
Principales notations abrégatives et acronymes	2
Liste des figures	11
Liste des tables	16
INTRODUCTION GENERALE.....	17
Chapitre I : Analyse des contraintes technologiques de l'exploitation d'énergie marine et des solutions électromécaniques	
II-Généralité sur l'exploitation des énergies marines et sur l'énergie hydrolienne	20
II-1-Potentiel énergétique des énergies marines	20
II-2-Enjeu industriel des énergies marines	21
II-3-Contraintes d'exploitation des énergies marines.....	22
II-4-Comparaison entre l'hydrolienne et l'éolienne	22
II-5-Choix technologique et stratégie de production pour des hydroliennes robustes	23
II-6-Etude sur les natures et les fréquences des défauts dans les systèmes d'exploitation des énergies marines.....	24
III-Etude des ensembles convertisseurs-MSAP tolérants aux défauts	25
III-1-Architectures de convertisseurs tolérants aux défauts	26
III-2-Etude des MSAP tolérants aux défauts	28
IV-Analyse des stratégies de commande en modes dégradés des MSAP	28
IV-1-Stratégies de commandes en modes dégradés de MSAP triphasées	28

IV-2-Stratégies de commandes en modes dégradés de MSAP polyphasées	31
V-Conclusion.....	33
Chapitre II : Stratégies de commande en mode sain et en modes dégradés en vitesse variable des machines synchrones polyphasées à aimants permanents (MSAP)	
I-Introduction	35
II-Modélisation du point de vue de la commande des machines synchrones à aimants permanents à pôles lisses	35
II-1-Modèle électrique d'une MSAP polyphasée dans la base naturelle	36
II-2-Modèle électrique d'une MSAP dans une nouvelle base	38
II-2-1-Détermination d'une base de découplage	38
II-2-2-Modèle électrique de la MSAP dans la nouvelle base.....	39
II-2-3-Répartition des harmoniques des grandeurs électriques sur les machines fictives	41
II-2-4-Exemples applicatifs sur les structures triphasées et pentaphasées de MSAP	41
II-2-5-Structures de commande des MSAP en vitesse variable	44
III-STRATEGIES DE COMMANDE EN VITESSE VARIABLE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS POLYPHASEES	47
III-1-Stratégie de commande des structures double triphasées.....	47
III-1-1-Stratégie de commande en mode sain des structures double triphasées.....	48
III-1-2-Stratégie de commande en modes dégradés des structures double triphasées..	51
III-2-Stratégie de commande des structures pentaphasées	52
III-2-1-Hypothèses de commande	52
III-2-2-Stratégie de commande en mode sain.....	53
III-2-3-Stratégies de commande en modes dégradés	59
IV-Conclusion.....	76
Chapitre III : Outils de caractérisation des topologies de Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) polyphasées à pôles lisses en modes sain et dégradés	
INTRODUCTION.....	78
I-Bobinage des Machines Synchrones à Aimants Permanents polyphasées	78
I-1-Bobinage à pas entier.....	79

I-2-Bobinage à pas fractionnaire	81
I-2-1-Généralités et caractéristiques.....	81
I-2-2-Règles de symétrie et faisabilité.....	82
I-2-3-Construction d'un bobinage concentré autour des dents.....	84
II-Outil de caractérisation des bobinages.....	85
II-1-Calcul des coefficients de bobinage.....	85
II-2-Calcul analytique des FEMs	87
II-3-Calcul du couple	89
II-4-calcul d'inductances d'une MSAP à bobinage concentré autour des dents.....	90
III-Etudes de cas	92
III-1- Comparaison de structures de bobinage de machines 5 phases pour un fonctionnement à vitesse variable en mode sain et dégradé	92
III-2- Etude d'une structure triphasée à double étoile décalée	96
IV-Détermination d'autres critères de performance des MSAP à pôles lisses	98
IV-1-Pertes par courant induit dans les aimants.....	98
IV-1-1- Analyse qualitative contenu harmonique de la FMM en mode sain et dégradés	100
IV-2-Evaluation qualitative des forces radiales.....	107
V-Conclusion.....	110
Chapitre IV : Etude du cycle de fonctionnement sur site de l'ensemble turbine hydrolienne à pas fixe, convertisseur et MSAP en modes sain et dégradés	
I-INTRODUCTION.....	112
II-Choix du site	112
II-Choix de la turbine	114
II-1-Modélisation de la turbine.....	114
II-2-Stratégie de pilotage de la turbine[19]	114
III-Caractéristiques de l'ensemble convertisseur-machine	117
III-1-Choix des données caractéristiques de la MSAP en mode sain	118
III-2-Application aux structures étudiées	119
III-2-1-Application à une MSAP à 5 phases associée à un convertisseur à 5 « bras ».	120

III-2-2-Application à une MSAP à 2X3 phases associée à deux convertisseurs indépendants à 3 « bras »	126
IV-CONCLUSION.....	129
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	130
Annexes	
Annexe 1 : Calcul analytique des courants de phases en mode dégradé d'un MSAP à 5 phases associée à un convertisseur en pont.....	132
Annexe 2 : Calcul de la perméance relative dans l'entrefer	137
Annexe 3 : Validation du calcul des inductances	139
Annexe 4 : Calcul du facteur de fuite	139
Annexe 5 : Calcul du facteur de perméance lié à la mutuelle d'encoches.....	140
Annexe 6 : Méthodes d'évaluation des pertes dans les aimants.....	141
IV-1-2-Evaluation des pertes dans les aimants par EF 2D.....	141
Annexe 7 : Vitesses et occurrences des courants marins sur le site du Raz de Sein.....	144
Annexe 8 : Fonction d'interpolation de la capacité de puissance	145
Bibliographie	145

Liste des figures

Figure 1: Comparaison d'une turbine hydrolienne à une turbine éolienne pour une puissance de 1 MW tirée de [11]	23
Figure 2: Exemple d'équipement permettant la déconnection d'une phase en défaut tirée de [34].....	26
Figure 3:Exemple d'équipement permettant la déconnection d'une phase en défaut tirée de [36].....	27
Figure 4:Exemple d'équipement permettant la déconnection d'une phase en défaut tirée de [31].....	27
Figure 5: Association d'un convertisseur à 4 "bras" et MSAP triphasée tirée de [44].	29
Figure 6:Association d'un convertisseur à 3 "bras" et accès du neutre au bus dc et MSAP triphasée tirée de [44].....	29
Figure 7:Association d'un convertisseur en ponts en « H » et MSAP triphasée tirée de [46].	30
Figure 8: Alimentation d'une machine triphasée avec deux convertisseurs, une à chaque extrémité des phases[47]	30
Figure 9: Structure de commande en vitesse variable d'une MSAP à 7 phases	32
Figure 10:Alimentation d'une machine pentaphasée avec deux convertisseurs, une à chaque extrémité des phases [54]	32
Figure 11: Structure d'une machine à 5 phases régulièrement réparties	36
Figure 12: Structures de machines 2X3 phases décalées de 30° (a) et en phase (b)	36
Figure 13:Equivalence entre les machines fictives et la machine réelle [64]	40
Figure 14: Alimentation par onduleurs à "bras" d'une étoile des structures 2X3 phases.	43
Figure 15: Schémas de commande des courants d'une machine synchrone à aimants permanents à 3 phases	46
Figure 16: Schémas de commande en courant d'une machine synchrone à aimants permanents à 5 phases	47
Figure 17: Principe de pilotage d'une structure double étoiles avec un seul convertisseur côté réseau	48
Figure 18: Schémas de Fresnel d'une phase d'une machine synchrone pour la commande d'une MSAP à vitesse nominale (convention générateur).....	48
Figure 19:Schémas de Fresnel d'une phase d'une machine synchrone pour la commande d'une MSAP à vitesse inférieure à la nominale.....	49

Figure 20:Schémas de Fresnel d'une phase d'une machine synchrone pour la commande en vitesse variable en fonctionnement défluxé (convention générateur).....	50
Figure 21:Schémas de Fresnel d'une phase d'une machine synchrone pour la commande en vitesse variable en fonctionnement défluxé au maximum (convention générateur).....	50
Figure 23: Caractéristique couple-vitesse d'une structure 2X3 phases décalées à 96 encoches et 56 pôles.....	51
Figure 24:Caractéristique puissance-vitesse d'une structure 2X3 phases décalées à 96 encoches et 56 pôles.....	51
Figure 25:Représentation SMM d'une machine pentaphasée.....	53
Figure 26: Caractéristique couple-vitesse théorique d'une MSAP pentaphasée sans harmonique 3 de FEM mais avec contrôle des courants dans la base dq_{-3}	56
Figure 27: Courants théoriques dans les bases dq d'une MSAP pentaphasée sans harmonique 3 de FEM mais avec contrôle des courants dans la base dq_{-3}	56
Figure 28:Caractéristique couple-vitesse théorique d'une MSAP pentaphasée avec harmonique 3 de FEM et avec possibilité de contrôler les courants dans la base dq_{-3}	57
Figure 29:Courants théoriques dans les bases dq d'une MSAP pentaphasée avec harmonique 3 de FEM et avec contrôle des courants dans la base dq_{-3}	57
Figure 30:Caractéristique couple-vitesse théorique d'une MSAP pentaphasée sans harmonique 3 de FEM et sans possibilité de contrôler les courants dans la base dq_{-3}	57
Figure 31:Courants théoriques dans les bases dq d'une MSAP pentaphasée sans harmonique 3 de FEM et sans possibilité de contrôler les courants dans la base dq_{-3}	58
Figure 32: Comparaison des caractéristiques couple-vitesse théoriques en mode sain.....	58
Figure 33: Ensemble convertisseur à 5 bras - MSAP pentaphasée.	59
Figure 34:Ensemble convertisseur en pont en "H" - MSAP pentaphasée.	60
Figure 35: Schéma de contrôle en mode sain et en modes dégradés d'une MSAP pentaphasée	65
Figure 36: Caractéristiques couple-vitesse théorique en mode sain et en modes dégradés.	66
Figure 37:Caractéristiques puissance-vitesse théorique en mode sain et en modes dégradés.	66
Figure 38: Courants théoriques dans la base dq_{-3} en mode dégradé 2 phases adjacentes en défaut à 857 tr/min.	67
Figure 39: Banc d'essai expérimental du L2EP.	68
Figure 40: Résultats expérimentaux pour les caractéristiques couple-vitesse de la MSAP pentaphasée.	68
Figure 41:Résultats expérimentaux pour les caractéristiques puissance-vitesse de la MSAP pentaphasée.	69
Figure 42:Courants dans la base dq_{-1} en fonction de la vitesse, en mode sain.....	69
Figure 43:Courants dans la base dq_{-1} en fonction de la vitesse, en mode 1 phase en défaut.	69
Figure 44:Courants dans la base dq_{-1} en fonction de la vitesse, en mode 2 phases non adjacentes en défaut.	70
Figure 45:Courants dans la base dq_{-1} en fonction de la vitesse, en mode 2 phases adjacentes en défaut.	70
Figure 46: Résultats expérimentaux courants de phase en mode 2 phases non adjacentes à 857 tr/min.	71
Figure 47: Résultats expérimentaux du courant i_{q3} pour le mode 2 phases non adjacentes en défaut à 857 tr/min.	71

Figure 48:Résultats expérimentaux du courant i_{d3} pour le mode 2 phases non adjacentes en défaut à 857 tr/min.	71
Figure 49: Evolution de l'amplitude de la tension en fonction du temps en mode sain.	72
Figure 50:Evolution de l'amplitude de la tension en fonction du temps en mode 2 phases non adjacentes en défaut.	72
Figure 51: Caractéristique couple-vitesse théorique d'une MSAP pentaphasée associée à un convertisseur en "pont en H" en mode sain et en modes dégradés.	74
Figure 52:Caractéristique puissance-vitesse théorique d'une MSAP pentaphasée associée à un convertisseur en "pont en H" en mode sain et en modes dégradés.	74
Figure 53:Courants théoriques en fonction de la vitesse dans la base dq-3 en mode dégradé (1 phase en défaut) pour une association à un convertisseur en « pont ».	75
Figure 54:Courants théoriques dans la base dq-3 en mode dégradé (1 phase en défaut) à 70 rad/s pour une association à un convertisseur en « pont »	75
Figure 55: Classification de bobinages suivant leur disposition [40, 85].	79
Figure 56: Représentation d'un système 2X3 phases et motif de base correspondant pour un bobinage à 1 encoche/pôle/phase.	80
Figure 57: Représentation d'un système 5 phases et motif de base correspondant pour un bobinage à 1 encoche/pôle/phase.	80
Figure 58:Représentation d'un système 2X3 phases décalées de 30°, et motif de base correspondant pour un bobinage à 1 encoche/pôle/phase.	81
Figure 59: (a) Bobinage d'une machine à 12 encoches, 10 pôles, simple couche; (b) bobinage d'une machine à 12 encoches, 10 pôles, double couches [40, 85].	82
Figure 60:Diagramme vectoriel en tension pour un bobinage 3-phases à pas fractionnaire à 30 encoches et 8 pôles [85].	83
Figure 61:Répartition des conducteurs logés dans les encoches selon le motif de base d'un bobinage à 5 phases à 15 encoches et 12 pôles	84
Figure 62: Bobinage à 5 phases d'une machine à 15 encoches et 12 pôles.	85
Figure 63: Cas faisables ou non de passage du bobinage concentré double couches au bobinage concentré simple couche, tirée de [91].	85
Figure 64: Topologie de bobinage d'une machine à 15 encoches et 14 pôles et diagramme vectoriel en tension du fondamental et de l'harmonique 3, figure tirée de [85].	87
Figure 65: Validation du calcul de FEM sur une MSAP à 150 encoches et 140 pôles	89
Figure 66:caractéristiques couple-vitesse en mode sain.	94
Figure 67:caractéristiques puissance-vitesse en mode sain	94
Figure 68:Caractéristique couple-vitesse en mode dégradé (1 phase en défaut).	95
Figure 69:Caractéristique puissance-vitesse en mode dégradé (1 phase en défaut)	95
Figure 70 : Caractéristique couple-vitesse en mode dégradé (2 phases adjacentes en défaut)	95
Figure 71: Caractéristique puissance-vitesse en mode dégradé (2 phases adjacentes en défaut)	96
Figure 72:Passage d'un système à 12 phases à un système double triphasé	97
Figure 73:Fonctions de bobinage de la structure 2X3 phases à 96 encoches et 56 pôles	97
Figure 74: Caractéristique couple-vitesse d'une structure 2X3 phases décalées à 96 encoches et 56 pôles.	98
Figure 75:Caractéristique puissance-vitesse d'une structure 2X3 phases décalées à 96 encoches et 56 pôles.	98
Figure 76:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 15 encoches et 12 pôles sans injection de courant d'harmonique 3.	102

Figure 77:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 15 encoches et 12 pôles avec injection de courant d'harmonique 3.....	103
Figure 78:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 15 encoches et 14 pôles sans injection de courant d'harmonique 3.....	103
Figure 79:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 15 encoches et 14 pôles avec injection de courant d'harmonique 3.....	103
Figure 80:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 18 encoches et 12 pôles	104
Figure 81: Amplitude des harmoniques de FMM en fonction du temps en mode une phase en défaut, pour une structure à 15 encoches et 12 pôles	105
Figure 82:Variation en fonction du temps d'harmoniques d'espaces d'une machine à 18 encoches et 12 pôles fonctionnant au cas de défaut N°1	106
Figure 83:Variation en fonction du temps d'harmoniques d'espaces d'une machine à 18 encoches et 12 pôles fonctionnant au cas de défaut N°2	106
Figure 84:Variation en fonction du temps d'harmoniques d'espaces d'une machine à 18 encoches et 12 pôles fonctionnant au cas de défaut N°2	107
Figure 85:Répartition de la pression radiale en mode sain à un instant donné pour une MSAP à bobinage concentré double couche à 15 encoches et 12 pôles.....	108
Figure 86:Répartition de la pression radiale en mode sain à un instant donné pour une MSAP à bobinage concentré double couche à 15 encoches et 14 pôles.....	108
Figure 87:Répartition de la pression radiale en mode sain à un instant donné pour une MSAP à bobinage concentré double couche à 20 encoches et 12 pôles.....	109
Figure 88: Formes de modes de vibration[119].....	109
Figure 89:Répartition de la pression radiale en mode dégradé de type 1 phase en défaut à un instant donné pour une MSAP à bobinage concentré double couche à 20 encoches et 12 pôles	110
Figure 90: cartographie des sites attractifs en Bretagne (France) tirée de [11]	112
Figure 91: vitesses des courants marins en fonction du temps, sur 8424 heures, tirée de [123].....	113
Figure 92: Répartition des occurrences en fonction des vitesse de courants marins, tirée de [123].....	113
Figure 93: Exemple de Caractéristique $C_p = f(\lambda)$ d'une turbine hydrolienne à pas fixe.....	114
Figure 94:Commande d'une hélice hydrolienne par MPPT avec limitation de puissance pour une turbine de 12m correspondant à la courbe de Cp de la figure 5.....	115
Figure 95: Energie extraite par l'hydrolienne en fonction de la puissance d'écrêtage	116
Figure 96 : Caractéristique couple vitesse de la turbine hydrolienne en limitation de puissance	117
Figure 97: Coefficients de bobinage de la structure à 120 encoches et 144 pôles.....	120
Figure 98: Caractéristiques de la turbine à chaque vitesse de fluide, stratégie de pilotage et caractéristique puissance-vitesse de l'ensemble convertisseur 5 "bras" - MSAP à 5 phases	121
Figure 99:Caractéristique puissance/vitesse de la turbine en fonction de la vitesse de rotation à $v=1.4$ m/s, superposée à la caractéristique puissance-vitesse de la machine et la puissance par MPPT	122
Figure 100:Caractéristique puissance/vitesse de la turbine en fonction de la vitesse de rotation à $v=2.6$ m/s, superposée à la caractéristique puissance-vitesse de la machine et la puissance par MPPT	122

Figure 101:Puissance de la turbine en fonction de la vitesse de rotation à $v=2.4$ m/s, superposée à la caractéristique puissance-vitesse de la machine et la puissance définie par la stratégie de pilotage de la turbine	122
Figure 102:Caractéristiques puissances-vitesses en mode sain et en modes dégradés de la MSAP à 5	123
Figure 103:Caractéristique puissance/vitesse de la turbine en fonction de la vitesse de rotation à $v=2,08$ m/s, superposée à la caractéristique puissance-vitesse de la machine en mode sain, celle en mode 1 phase en défaut et la puissance par MPPT	123
Figure 104:Puissances extraites en mode sain et en modes dégradés selon les vitesses de courants de la MSAP à 5 phases	125
Figure 105:Énergie extraite à chaque mode de fonctionnement d'une MSAP à 5 phases ..	126
Figure 106:Caractéristiques de la turbine à chaque vitesse de fluide, stratégie de pilotage et caractéristique puissance-vitesse de l'ensemble deux convertisseurs à 3 "bras" - MSAP à 2X3 phases	126
Figure 107:Caractéristiques puissances-vitesses en mode sain et en modes dégradés de la MSAP à 2X3 phases	127
Figure 108:Puissances extraites en mode sain et en modes dégradés selon les vitesses de courants de la MSAP à 2X3 phases	128
Figure 109:Énergie extraite en mode sain et en mode dégradé de la MSAP à 2X3 phases	129
Figure 110: Allure des courants en mode dégradé pour une machine pentaphasée disposant de l'harmonique 3 de FEM.....	134
Figure 111:Allure des FEM de la machine pentaphasée considérée pour une vitesse de 50 rad/s	135
Figure 112: Modèle de calcul de perméance tirée de [125]	138
Figure 113: Composante radiale de l'induction magnétique dans l'entrefer d'une MSAP à 3 phases à 18 encoches et 12 pôles	139
Figure 114:Schémas de l'encoche de [86].....	140
Figure 115: Structure de bobinage concentré considéré pour le calcul des facteurs de mutuelles d'encoches pour des bobinages dentaires triphasés tirée de [107].....	141
Figure 116: Maillage et évolution des pertes dans les aimants dues à l'encochage.....	142
Figure 117: Modèle 2D d'estimation des pertes dans les aimants dues aux harmoniques nocifs de FMM.....	143
Figure 118: Pertes instantanées dans les aimants par effet des harmoniques nocifs de FMM	143

Liste des tables

Table 1: Mise en perspective du "mix" électricité en 2030 (source : compilation de différentes études internationales) tiré de [10].....	21
Table 2 : Analyse des taux de défaillance dans les systèmes à entraînements variables [22]	24
Table 3: Analyse des taux de défaillance dans les alimentations à découpage, tiré de [22]..	25
Table 4 : Groupes d'harmoniques liés à chaque machine fictive.....	41
Table 5 : Paramètres électriques de l'ensemble convertisseur-machine.....	56
Table 6: Caractéristiques électromécaniques d'une MSAP à 150 encoches et 140 pôles.....	89
Table 7: Paramètres communs des structures étudiées	94
Table 8: Valeurs des couples et des plages de vitesses (en p.u.).....	96
Table 9: Facteurs de puissance en mode sain à la vitesse de base	96
Table 10: Caractéristiques liées au cahier des charges hydrolien	118
Table 11: Dimensions calculées de la MSAP pour le cahier des charges hydrolien pour toutes les machines	119
Table 12: Puissances extraites à chaque mode de fonctionnement par une MSAP à 5 phases en fonction des vitesses des courants.....	124
Table 13: Puissances extraites à chaque mode de fonctionnement par une MSAP à 2X3 phases en fonction des vitesses des courants.....	127
Table 14: Caractéristiques électromécaniques d'une MSAP à 3 phases à 18 encoches et 12 pôles	138
Table 15: Dimensions électromécanique de la MSAP à 150 encoches et 140 pôles	139
Table 16: Calcul des inductances et facteur de puissance de la MSAP à 150 encoches et 140 pôles.....	139
Table 17: caractéristiques électromécaniques d'une MSAP à bobinage concentré double couche à 18 encoches et 12 pôles	141
Table 18: Pertes dans les aimants liées à la FMM selon le mode de fonctionnement d'une MSAP à bobinage concentré double couche, à 18 encoches et 12 pôles.....	144
Table 19 : Données statistiques des vitesses et occurrences sur le Raz de Sein	144

INTRODUCTION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse se place dans le contexte du développement de nouvelles solutions pour la génération d'énergie renouvelable marine et en particulier pour la génération d'énergie hydrolienne. Ce contexte est en effet particulièrement exigeant en termes de fiabilité.

Le défi de la réduction de la pollution et de l'utilisation de sources d'énergie propres a conduit à une augmentation des recherches scientifiques dans le domaine des nouvelles énergies renouvelables. Ainsi, un certain nombre de systèmes permettant l'exploitation des énergies marines sont étudiés. Parmi les énergies de la mer, l'énergie hydrolienne présente des avantages en termes d'encombrement et de volume des turbines (en comparaison avec l'énergie éolienne) et en termes de prédictivité de la production.

Cependant les systèmes hydroliens sont difficiles d'accès (localisation offshore et immersion de tout ou partie du système) et sont soumis à un environnement agressif. Ainsi développer ce type de système nécessite de trouver des solutions pour augmenter la robustesse et la tolérance aux défauts de manière à réduire les opérations de maintenance. Ainsi les cahiers des charges associés à la conception des systèmes d'énergies marines comme les hydroliennes se caractérisent par une forte exigence en termes de fiabilité et de robustesse [1]. En outre, la prise en compte de l'aspect robustesse conduit à l'élimination des systèmes mécaniques qui, présentent un niveau de défaillance élevé et exigent une maintenance régulière. Ainsi un grand nombre de turbines hydroliennes que l'on trouve actuellement au stade préindustriel ne présente ni contrôle de pas ni multiplicateurs. L'absence de contrôle de pas au niveau de la turbine impose que la génératrice soit capable de fonctionner à vitesse variable en puissance constante sur une large plage de vitesse, ce qui conduit à augmenter les contraintes sur le système électrique. Pour augmenter encore la fiabilité, accroître la robustesse de la chaîne de conversion électrique est aussi un enjeu majeur. D'une part le retour d'expérience de l'éolien terrestre montre que les défaillances liées à la chaîne électrique (génératrice et convertisseurs) et en particulier les défauts de type ouverture de phase constituent des causes importantes de pannes et d'arrêt de production [1-3]. Les travaux présentés se placent dans ce contexte. En effet le but de ce travail est de proposer des systèmes de génératrices et leur commande qui permettent de continuer l'extraction d'énergie à moindre valeur (mode dégradé) mais de manière efficace en cas de défaut électrique de type ouverture de phase dans le système. Ceci est un enjeu majeur pour retarder les opérations de maintenance correctives. Dans ce contexte les machines synchrones à aimants permanents polyphasées apparaissent comme particulièrement intéressantes pour les systèmes d'extraction d'énergies marines car elles permettent de mieux gérer les modes dégradés résultant de défauts [4-9]. L'association de ce type de machines avec des onduleurs de tension à MLI et des techniques de commande basées sur des processeurs temps réels permettent, en particulier, d'envisager des pilotages fins de ce type de machines.

L'ensemble de ces considérations nous a amené à proposer et étudier des solutions pour concevoir une machine électrique polyphasée à aimants permanents et sa commande, associée à un convertisseur de tension à MLI, qui peut fonctionner en mode dégradé sur une large plage de vitesse. De plus, afin d'augmenter la compacité et la tolérance aux défauts nous avons choisi de concentrer l'étude au niveau des conceptions proposées sur des machines à bobinages concentrés.

Il est à noter que ce type de machines tolérantes aux défauts peut être également utilisé pour les moteurs électriques des systèmes de propulsion de navires.

Le document est divisé en quatre chapitres.

Le chapitre I est une étude bibliographique. Cette étude concerne les stratégies d'extraction d'énergie hydrolienne et les systèmes électriques tolérants aux défauts. Une première partie de ce chapitre concerne des généralités sur l'énergie hydrolienne. Le fonctionnement des éléments qui constituent la chaîne de conversion d'une hydrolienne sont présentés et le choix d'un système d'extraction utilisant un entraînement direct et une turbine à pas fixe est justifié. Une stratégie de commande décrite dans la littérature en mode sain associé à ce type de système est également exposée. Ce chapitre comprend de plus un état de l'art sur les stratégies de commande qui existent dans la littérature et qui prennent en compte les modes dégradés de type ouverture de phases sur des machines électriques polyphasées. Une étude bibliographique est également effectuée sur les génératrices synchrones à aimants permanents tolérantes aux défauts.

Le chapitre II est consacré à la présentation de stratégies de commande et de critères de performances globaux en mode sain et en modes dégradés en vitesse variable. Ce chapitre est ainsi consacré à la description de stratégies de commandes originales qui permettent de mettre en œuvre des fonctionnements au maximum de couple par ampère puis en défluxage à « haute vitesse » tout en maintenant un bas niveau de couple pulsatoire en modes sain et dégradés. Cette analyse est faite pour plusieurs type de structures d'ensembles machines convertisseur polyphasés. Ceci permet, de calculer, à partir des caractéristiques électriques de la machine (inductances et forces électromotrices) et des valeurs nominales associées au convertisseur (tension maximale, courant maximal), la caractéristique couple/vitesse ou puissance vitesse que la machine est capable d'atteindre sur toute sa plage de fonctionnement pour les modes sain et dégradés.

Le chapitre III traite de la modélisation analytique des machines synchrones à aimants permanents. Les outils présentés dans ce chapitre permettent à partir d'une structure électromécanique de MSAP polyphasée à bobinage concentré, de déterminer de manière rapide ses caractéristiques électriques et d'en déduire par la méthode présentée au chapitre II, le comportement en vitesse variable de l'ensemble convertisseur/machine, en mode sain et en modes dégradés. Une partie des outils présentés dans ce chapitre permet également, pour chaque mode de fonctionnement, d'évaluer de manière qualitative les phénomènes liés aux harmoniques et sous harmoniques des forces magnétomotrices de ces machines (pertes et forces radiales).

Le chapitre IV fait le lien entre la conception des machines synchrones à aimants permanents polyphasées à bobinages concentrés, les stratégies commande de l'ensemble convertisseur-machine et les caractéristiques d'un site hydrolien. En effet, sur un site caractérisé par des vitesses de courants marins sur un cycle de fonctionnement de 8424 heures, plusieurs ensemble convertisseur/machine polyphasés utilisant des MSAP polyphasées à bobinage concentrés capables en mode sain, d'extraire convenablement l'énergie disponible sur le site, sont comparés. En particulier la quantité d'énergie extraite est estimée en fonctionnement en modes dégradés afin de justifier la possibilité d'un tel fonctionnement pour une hydrolienne.

CHAPITRE I : Analyse des contraintes technologiques de l'exploitation d'énergie marine et des solutions électromécaniques

I- Introduction

Les mouvements d'eau relatifs aux marées provoquent des courants importants dans des sites localisés en certains endroits de l'océan (en général dans des détroits ou près des pointes). Ces marées sont essentiellement liées aux positions relatives des astres et sont donc au premier ordre, prévisibles [10, 11], contrairement aux autres sources de conversion d'énergies renouvelables, qui sont sensibles aux aléas météorologiques. C'est la raison pour laquelle cette forme d'énergie suscite depuis quelques années un intérêt particulier des industriels.

L'énergie hydrolienne qui découle de la transformation de l'énergie cinétique de ces courants marins, en énergie électrique, par l'intermédiaire des hydroliennes, est à l'heure actuelle, l'une des perspectives pour la production d'électricité renouvelable marine. Elle devrait trouver une place significative dans le bouquet des énergies renouvelables au cours des années à venir.

Au cours de ce chapitre tout d'abord, une analyse du contexte applicatif des énergies marines renouvelables (EMR) en général et de celui de l'énergie hydrolienne en particulier nous permet de dégager un contexte technologique à notre étude. Nous présentons ainsi une analyse des contraintes de mise en œuvre et d'accès aux systèmes hydroliens qui sont localisés sous la mer, dans des zones difficiles et une étude des défauts les plus courants rencontrés sur les chaînes de conversion des éoliennes, qui sont les systèmes les plus proches des hydroliennes. Ceci nous conduit à envisager des systèmes électromécaniques qui, de par leurs structures, sont particulièrement fiables et sont capables de continuer à fonctionner après l'apparition d'un défaut électrique. C'est pourquoi nous focaliserons notre étude sur le cas de chaînes de conversion basées sur des génératrices polyphasées ou multi-étoile à aimants permanents et à bobinages concentrés associées à des turbines à pas fixe. Nous nous intéresserons à la conception de ces systèmes et à leur commande en modes sain et dégradés.

Lors d'une deuxième partie de ce premier chapitre, nous analyserons donc les possibilités de fonctionnement en mode dégradés de ce type de chaînes électromécaniques en fonction de la structure de l'ensemble convertisseur/machine électrique et des stratégies de commande qui leur sont associés. Ceci nous permettra de dégager une perspective d'étude sur les stratégies de commande en mode dégradés à vitesse variable de ce type de système qui sera développé au chapitre suivant

II-Généralité sur l'exploitation des énergies marines et sur l'énergie hydrolienne

II-1-Potentiel énergétique des énergies marines

Etant donné que la demande en énergie va augmenter au cours des prochaines années du fait de la croissance démographique que va connaître le monde (la population mondiale sera d'environ à 9.5 milliards d'habitants en 2050), la demande d'énergie primaire augmentera dans le même sens. La demande en énergie électrique devrait croître encore plus rapidement du fait de l'augmentation de nouvelles technologies (voitures électriques par exemple). Ainsi la production mondiale devrait être portée en 2050 aux alentours de 55000 TWh, soit 170 % de celle de 2010 [10]. Afin de satisfaire ces besoins en électricité, diversifier les sources d'énergies et s'intéresser à de nouvelles formes d'énergie est nécessaire.

De ce fait, trois priorités ont été identifiées après le conseil mondial de l'énergie (Montréal 2010 [10]) :

- Assurer la sécurité de l'approvisionnement en énergie électrique.
- Contrôler l'impact de l'augmentation de la production d'électricité sur le climat et l'environnement.
- Contrôler une éventuelle augmentation du prix de l'électricité de façon à ne pas accentuer les inégalités entre les populations.

Ces priorités étant sous la responsabilité des opérateurs d'envergure internationale, ceux-ci auront un défi majeur à relever dans la mesure où les prévisions en termes de demande de production en énergie électrique envisagée d'ici 2030 (Table 1) basée sur la croissance démographique, indiquent une hausse considérable de cette demande.

Table 1: Mise en perspective du "mix" électricité en 2030 (source : compilation de différentes études internationales) tiré de [10]

Production Electricité	2010		2030	
	TWh	%	TWh	%
Charbon	7368		11743	
Gaz	5933		8581	
Fuel	811		967	
Nucléaire	2898		5197	
Production conventionnelle	17011	80,7%	26489	75,6%
Biomasse	447		1747	
Hydraulique	3197		4255	
Eolien	380		2250	
Solaire	34		300	
Production renouvelable	4058	19,3	8551	24,4%
Production monde	21069	100,0%	35040	100,0%

Face à cette problématique, et aux contraintes liées à l'environnement, les industriels et les grands investisseurs multinationaux ont comme unique alternative, l'exploitation de sources d'énergies propres. Du fait du potentiel très important des énergies marines, de nombreuses études au cours de ces dernières années ont été faites sur ces sources d'énergie [12, 13] qui pourraient contribuer de manière significative à la diversification de la production électrique dans de nombreux endroits de la planète.

II-2-Enjeu industriel des énergies marines

La complexité en termes de coût et d'accessibilité des énergies marines fait que leur exploitation concerne principalement les grands acteurs industriels. Néanmoins, la réalisabilité des systèmes doit répondre à des critères liés au coût d'investissement, à la rentabilité ainsi qu'aux éventuels risques industriels pouvant être rencontrés. C'est la raison pour laquelle les bailleurs de fond et les établissements prêteurs exigent un montage financier qui prend en compte tous ces facteurs, avant d'accorder un financement du projet à hauteur de 75 à 80 % des dépenses d'investissement (CAPEX : *capital expenditure*), les 20

à 25 % restantes sont apportés par les associés [10]. Dans ce contexte, les PME et PMI seront chargés de délivrer des fournitures et prestations en tant que sous-traitant [10].

Les coûts de construction des installations de production d'électricité en mer, que ça soit des fermes d'aérogénérateurs, d'hydroliennes, d'houllogénérateurs ou d'autres systèmes s'élèvent généralement à plusieurs millions d'euros. Ainsi, le montage industriel doit être le plus robuste possible de par sa structure, afin d'intégrer les risques liés à l'environnement et aux nouvelles technologies.

II-3-Contraintes d'exploitation des énergies marines

Parmi les énergies marines, l'énergie hydrolienne, connaît des difficultés d'exploitation malgré de son fort potentiel. En effet il existe un certain nombre de contraintes qui font que son exploitation reste difficile et inaccessible à tous. Parmi celles-ci [10, 14, 15]:

- La contrainte liée à la tenue mécanique des installations en milieu fluide.
- Les contraintes liées à la prévision des aléas météorologiques extrêmes : les mouvements de l'eau sur la turbine sont en effet influencés de manière significative par l'état de la mer sur des sites qui sont pour la plupart de faible profondeur. Il faut alors que les installations soient conçues de façon à pouvoir résister à des états de mer extrêmes pour que l'énergie puisse être exploitée à long terme.
- Les contraintes liées à l'accessibilité : La maintenance ou l'installation des hydroliennes nécessite la présence de personnels et de moyens techniques et l'accès en toute sécurité au site est souvent rendu impossible par la valeur des courants de marées ou les conditions météorologiques.

II-4-Comparaison entre l'hydrolienne et l'éolienne

Le principe d'une hydrolienne repose sur le fait de transformer l'énergie cinétique des courants marins ou fluviaux en énergie électrique [10, 16]. Ce qui rejoint le principe d'une éolienne à l'exception de la nature de source d'énergie primaire qui est le vent pour cette dernière.

Il est à noter que l'énergie hydrolienne est sensiblement moins diffuse que l'énergie éolienne car si l'on compare la taille d'une turbine éolienne avec celle d'une turbine hydrolienne de même puissance, on constate que du fait de la forte densité de l'eau par rapport à l'air, le diamètre de la turbine hydrolienne est beaucoup plus petit que celle de la turbine d'une éolienne, comme illustré à la Figure 1 tirée de [11] . Cette comparaison est effectuée en inversant l'équation (1.1) qui permet de calculer la puissance extraite par une turbine (éolienne ou hydrolienne).

$$P = \frac{1}{2} * \rho * C_p * A * V^3 \quad (1.1)$$

Avec :

ρ : la densité du fluide

C_p : le coefficient de puissance

$A = \pi R^2$: la section de la turbine (avec R le rayon des pales de la turbine)

V : la vitesse du fluide (ou du vent)

Les valeurs choisies pour cette comparaison (V et C_p) sont des valeurs classiques associées à des turbines à axe horizontal pour C_p et à des sites d'exploitation hydroliens et éoliens typiques pour V .

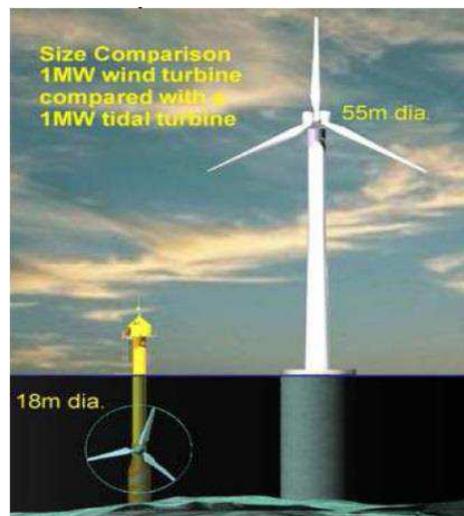


Figure 1: Comparaison d'une turbine hydrolienne à une turbine éolienne pour une puissance de 1 MW tirée de [11]

II-5-Choix technologique et stratégie de production pour des hydroliennes robustes

La mise en place d'une installation hydrolienne nécessite une étude préalable du site pour en évaluer ses potentialités et son aptitude à rentabiliser l'investissement envisagé [10, 16].

En outre, dans la mesure où il est requis de minimiser les systèmes mécaniques, dans une optique de tolérance aux défauts, l'utilisation d'une MSAP (Machine Synchrone à Aimants Permanents) avec un convertisseur à IGBT associée en entraînement direct à une turbine à pas fixe semble s'avérer un choix intéressant en termes de compromis coût/robustesse. Cependant le fait de ne pas avoir de contrôle de pas impose que l'ensemble de la stratégie de contrôle de la turbine soit assurée par le pilotage du convertisseur et de la génératrice. Il est alors possible d'extraire, pour les faibles valeurs de courant marin, le maximum de la puissance extractible en pilotant la turbine en vitesse variable la turbine au point de puissance optimale (MPPT). Pour les fortes valeurs de courant (au-delà de la valeur nominale) on peut appliquer une stratégie de limitation de puissance en pilotant la turbine en survitesse par rapport au point optimal de manière à se limiter à la puissance nominale. Nous supposons pour la suite de l'étude que cette solution technologique associée à cette stratégie, qui est détaillée dans [17-19] et qui sera rappelée plus en détail au cours du chapitre IV, est utilisée. Cette solution impose alors, afin d'appliquer une stratégie d'extraction optimale avec limitation de puissance de pouvoir suivre une caractéristique couple vitesse particulière au niveau de l'ensemble convertisseur/machine. Cette caractéristique comprend un mode de survitesse de type défluxage sur une large plage de fonctionnement. Cette caractéristique constitue alors un des principaux éléments du cahier des charges associé au dimensionnement de l'ensemble convertisseur/génératrice.

Dans ce cas, il est également important d'anticiper un éventuel fonctionnement en mode dégradé. Pour cela il est nécessaire de baser sur des études faites sur la fréquence et la nature des défauts.

II-6-Etude sur les natures et les fréquences des défauts dans les systèmes d'exploitation des énergies marines

Les études statistiques sur les natures et les fréquences des défauts dans les systèmes d'extraction des énergies marines ont une importance capitale dans la mesure où elles donnent des informations sur la fiabilité des systèmes. Ces études ont surtout été faites sur les systèmes éoliens offshore dans certains pays d'Europe. Les études faites dans [2] sur des parcs éoliens en Suède de 1997 à 2005, quantifient les natures et fréquences des défauts mécaniques. Elles révèlent que le multiplicateur de vitesse est une des parties de la chaîne de conversion qui cause le plus de panne. C'est la raison pour laquelle nous avons considéré un système à entraînement direct dépourvu de multiplicateur (exemples du chapitre IV) ou avec un multiplicateur de faible rapport et donc a priori plus fiable et nécessite moins de maintenance.

Outre ces défauts liés aux parties mécaniques, le défaut peut provenir de l'échauffement des composantes principales de la chaîne de conversion, comme le montre [20]. Dans cet article, une étude statistique est faite sur la probabilité d'apparition des défauts liés à l'échauffement au niveau du multiplicateur de vitesse, de la machine et du convertisseur. Ensuite, une analyse est faite sur le niveau de criticité des défauts, permettant d'identifier les parties qui requièrent une attention particulière si on veut assurer une continuité de service. Dans la mesure où il est considéré que le système est à entraînement direct, des mesures préventives doivent être portées sur la génératrice et le convertisseur.

Un défaut pourrait également provenir du système électrique, à savoir les composantes électriques de la machine et du convertisseur statique. Du côté de la machine, le défaut peut être lié à un court-circuit interne des enroulements statoriques, à une démagnétisation, ou à d'autres défauts. Du côté du convertisseur, il est soit lié à la structure de puissance qui se matérialise par une absence de commutation des composants de puissance (défaut d'ouverture ou défaut de fermeture d'un interrupteur), soit lié à une panne électrique de l'élément de la structure de commande (commande temps réel).

Un autre type de défaut est lié aux capteurs. Ce type de défaut peut conduire à une mesure erronée perturbant ainsi la commande de la chaîne électromécanique [21].

Des analyses ont été faites sur les taux de défaillances qui prennent en compte les types de pannes précités (en dehors de celles liées à la machine). Les références [22] et [23] se basent sur des études statistiques sur les composants électriques fait dans [24] et [25] pour étudier la tolérance aux défauts d'ensembles convertisseurs-machines. Ces études ont permis de dresser les Table 2 et Table 3 qui analysent les taux de défaillance des composants de la chaîne de conversion.

Table 2 : Analyse des taux de défaillance dans les systèmes à entraînements variables [22]

Composants	Taux de défaillance (%)
Interrupteurs de puissance	38
Circuit de commande	53
Circuits auxiliaires	9

Table 3: Analyse des taux de défaillance dans les alimentations à découpage, tiré de [22]

Composants	Taux de défaillance (%)
Condensateurs	60
Transistors de puissance	31
Diodes	3
Autres	6

La référence [26] évalue la fiabilité de systèmes électriques associées à des composants d'électronique de puissance. Dans [27], il est présenté les méthodes de diagnostics et de protection des IGBT d'un convertisseur triphasé face à des défauts de type court-circuit ou circuit ouvert. Dans [28] une étude a été faite, basée sur un questionnaire chez des industries dans différents secteurs (automobile, conversion d'énergie, ...), sur les attentes sur la fiabilité des composants d'électronique de puissance.

Les défauts dans les chaînes de conversion dans les systèmes à énergie renouvelable peuvent être diverses et variés comme précédemment développé. Dans ce mémoire, nous ne nous intéressons qu'aux défauts liés au système électrique. L'analyse de ces taux de défaillance a permis d'envisager des structures d'ensembles convertisseurs machines tolérants aux défauts, détaillées dans [21].

III-Etude des ensembles convertisseurs-MSAP tolérants aux défauts électriques

Les défauts les plus courants que l'on retrouve dans la littérature, tel que décrit dans [23, 29-33] , peuvent être listés comme suit :

- Défaut d'ouverture d'un IGBT, qui reste fermé en continu et risque de créer un court-circuit entre phases
- Défaut de fermeture d'un IGBT, qui reste ouvert en continu et risque de créer un circuit ouvert au niveau de la machine
- Court-circuit interne des enroulements de la machine (court-circuit d'une ou plusieurs spires d'une phase, court-circuit d'une phase, court-circuit entre phases, court-circuit entre phase et carcasse, etc.)
- Déconnection d'une phase de l'alimentation

Afin de pouvoir anticiper sur une éventuelle apparition de l'un de ces défauts, surtout ceux liés au convertisseur, il faut envisager une structure d'ensemble convertisseur-machine qui puisse fonctionner malgré l'apparition de défaut. Pour cela, il faut une reconfiguration du système qui peut être soit :

- Matérielle, ce qui veut dire qu'il faut une structure redondante de convertisseur qui puisse envisager un remplacement de l'élément défectueux

- Logicielle, qui consiste à identifier le défaut et à reconfigurer la structure de commande de telle sorte que le défaut soit le moins perturbateur possible

La première option a permis de faire une étude sur les ensembles convertisseurs-machines envisageables pour assurer la redondance. La deuxième option permet de justifier encore le choix de structures polyphasées afin d'avoir plus de degrés de libertés pour la reconfiguration en cas de défaut. Néanmoins, malgré le fait que cette possibilité de reconfiguration offre des solutions de redondance, elle complexifie le système en augmentant les composants d'électronique de puissance, et donc augmente la probabilité d'apparition de défaut.

III-1-Architectures de convertisseurs tolérants aux défauts

Parmi les architectures de convertisseurs tolérants, on s'intéresse à ceux qui permettent un remplacement de l'élément de puissance défectueux, par duplication des éléments du convertisseur. Mais aussi, dans la mesure où la gestion d'une phase ouverte est moins délicate que celle d'un court-circuit, on s'intéresse aux architectures de convertisseurs qui visent à isoler une phase en défaut étudiés dans [21] et [34]. Par exemple, une des stratégies, dont le schéma de principe est explicité par la Figure 2, est détaillée dans [35].

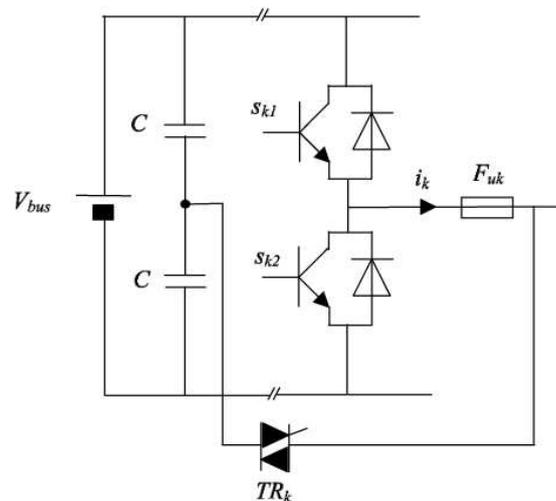


Figure 2: Exemple d'équipement permettant la déconnection d'une phase en défaut tirée de [34]

Le principe est que lorsqu'un défaut d'ouverture apparaît sur l'un des interrupteurs du bras numéro k , que le triac soit commandé en fermeture, entraînant le court-circuit d'un des condensateurs du bus continu et donc la fusion du fusible [21, 34].

Un autre exemple de stratégie d'isolation d'une phase en défaut est explicité dans [36]. Cette stratégie d'isolation illustrée par la Figure 3, consiste à déclencher simultanément les deux thyristors, faisant ainsi fondre les deux fusibles.

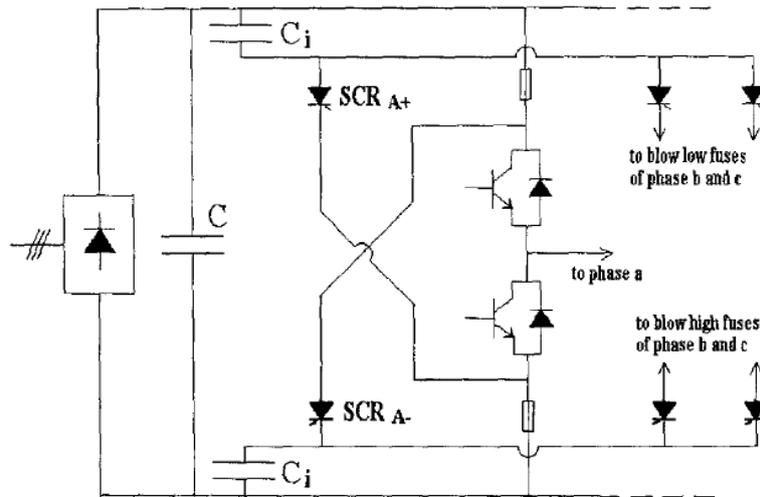


Figure 3:Exemple d'équipement permettant la déconnection d'une phase en défaut tirée de [36]

D'autres architectures ont également été proposées dans [31], qui se basent sur le principe selon lequel, les interrupteurs utilisés ont une bonne tenue en court-circuit. Le principe en est que lorsqu'un court-circuit apparaît sur un des interrupteurs, que l'interrupteur complémentaire soit commandé en fermeture, de manière à créer un court-circuit permettant ainsi la fusion des fusibles. Mais, pour cette solution, il faudrait que le temps de réponse du fusible soit de telle sorte qu'il réagisse avant que le court-circuit ne dégrade les composants.

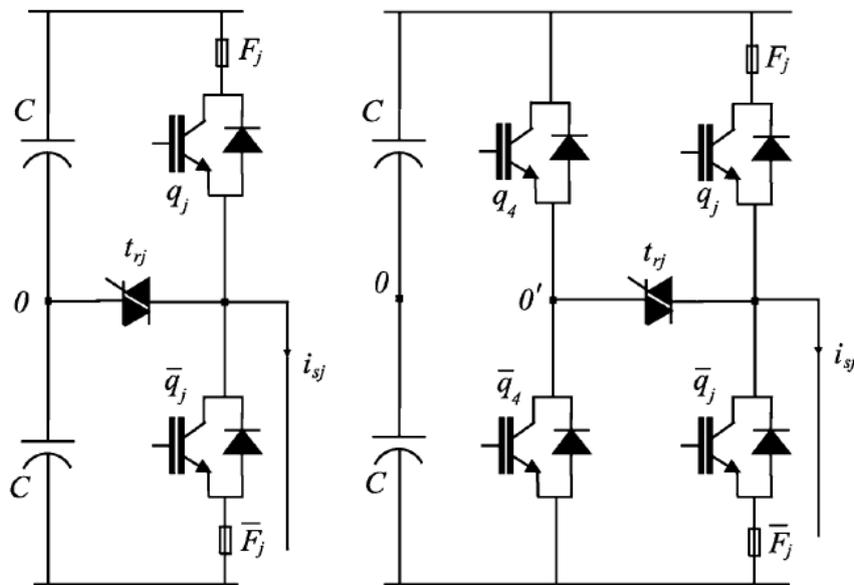


Figure 4:Exemple d'équipement permettant la déconnection d'une phase en défaut tirée de [31]

Ces stratégies qui visent à isoler les phases en défaut sont applicables sur des structures à phases régulièrement réparties (structures à 5 phases par exemple) où les stratégies de commande en modes dégradés sont basées sur l'isolement de la phase en défaut. Le contrôle des courants dans les phases saines, est alors susceptible de compenser partiellement cette perte de phase en termes de performance.

III-2-Etude des MSAP tolérants aux défauts

La machine synchrone à aimants permanents utilisées dans la chaîne de conversion doit être conçue de telle sorte qu'un fonctionnement en mode dégradé puisse être envisagé. Dans un premier temps, le choix est porté sur les machines polyphasées et multi-étoiles dans un souci d'assurer la redondance en cas de défaut sur une phase, permettant ainsi un fonctionnement avec les phases restantes. Les avantages des machines polyphasées sur les machines triphasées classiques reposent non seulement sur la possibilité de fonctionner en modes dégradés, mais aussi, sur le fractionnement de la puissance par composant qui peut être un point fondamental pour les applications de grande puissance à faible vitesse comme les systèmes hydroliens.

Certains auteurs proposent des structures de MSAP, tolérantes aux défauts de type « phase ouverte ». C'est le cas de l'étude faite dans [37] sur une MSAP polyphasée pour des applications liées aux véhicules hybrides. Une autre étude est proposée dans [38] sur la tolérance aux défauts liés aux ouvertures de phases, d'une MSAP de propulsion. Dans [39] une étude est faite sur le comportement de machines polyphasées vis-à-vis des défauts. Cette étude a permis de faire une conclusion sur l'aptitude à fonctionner en défaut, de machines à 7 phases.

Nous avons fait le choix d'étudier des structures à bobinage concentré, ce qui se justifie par des avantages liés à la taille des têtes de bobines, à la capacité de fonctionnement en vitesse variable et au couple volumique [40].

Hormis les contraintes liées à la structure de la machine, la capacité de fonctionnement en modes dégradés est également liée à la stratégie de commande adoptée. En effet, cette stratégie de commande a pour objectif de piloter les courants des phases restantes de la machine en cas de défaut, de manière à minimiser voire annuler les effets négatifs du défaut sur le fonctionnement de la machine.

IV-Analyse des stratégies de commande en modes dégradés des MSAP

IV-1-Stratégies de commandes en modes dégradés de MSAP triphasées

De nombreuses stratégies de commandes en modes dégradés de MSAP triphasées sont proposées dans la littérature. Une des solutions est de dupliquer le convertisseur et de fractionner la machine en plusieurs étoiles triphasées [41-43]. Cependant cette solution implique d'avoir un grand nombre de composants d'électronique de puissance.

Une autre solution est proposée dans [44] qui consiste soit à prévoir sur le convertisseur, un bras supplémentaire connecté au neutre soit à avoir un convertisseur reconfigurable en cas de défaut de telle sorte que le courant de neutre puisse avoir une valeur non nulle (Figure 5 et Figure 6). Cette technique permet d'avoir un degré de liberté supplémentaire afin de pouvoir minimiser les ondulations de couple en cas de défaut. Une méthode similaire est

proposée dans [45]. Mais il faut dans ce cas veiller à ce que l'inductance homopolaire soit assez élevée pour éviter l'apparition de courants « parasites » dus à la modulation. Cependant, il est à noter que la structure présentée à la Figure 6 nécessite que les tensions des deux condensateurs soient équilibrées.

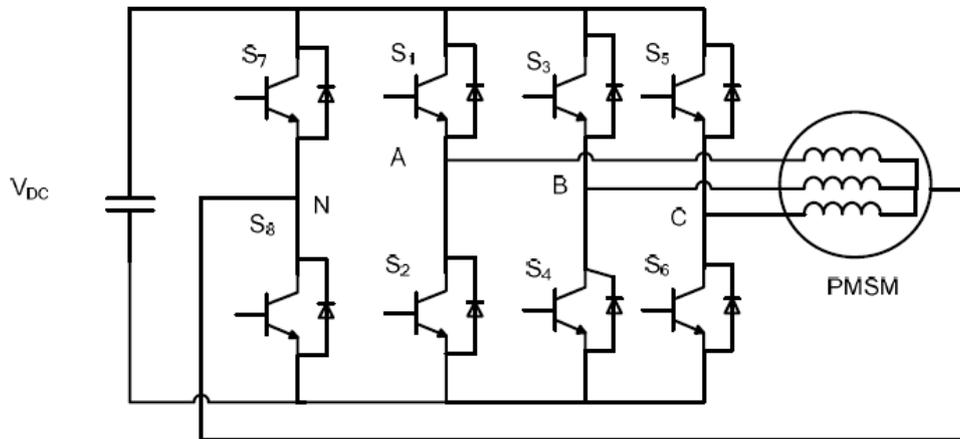


Figure 5: Association d'un convertisseur à 4 "bras" et MSAP triphasée tirée de [44].

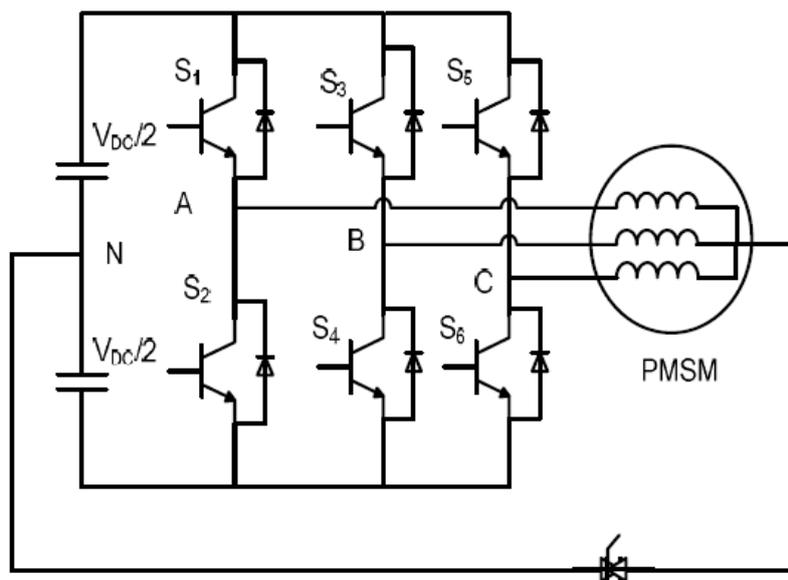


Figure 6: Association d'un convertisseur à 3 "bras" et accès du neutre au bus dc et MSAP triphasée tirée de [44].

La référence [46] fait une étude des stratégies de commande en mode dégradé, en vitesse variable d'une MSAP triphasée associée à un convertisseur en ponts en « H » indépendants, tel que le montre la Figure 7. A partir du moment où le circuit homopolaire entre en jeu dans le fonctionnement général de la machine, les stratégies de commande conventionnelles ne sont pas appropriées pour ce genre de système, une nouvelle stratégie est proposée, qui est basée sur une modulation des vecteurs d'espace permettant de prendre en compte les amplitudes et les phases des harmoniques de tension.

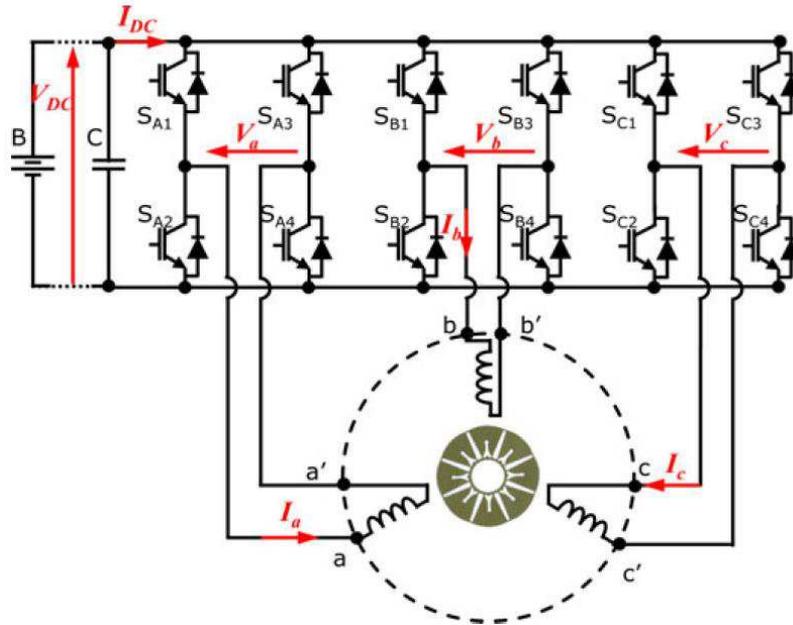


Figure 7: Association d'un convertisseur en ponts en « H » et MSAP triphasée tirée de [46].

Dans [47], il est étudié un système particulier, appliqué à des applications liées aux véhicules hybrides, avec deux convertisseurs électriquement isolés, chacun relié à une extrémité des phases de la machine, comme le montre la Figure 8. Ainsi, par un contrôle individuel des convertisseurs, il est possible de commander simultanément la puissance de la machine et le flux d'énergie entre les deux convertisseurs. Ce type de système serait envisageable pour un fonctionnement en mode dégradé (surtout en cas de court-circuit d'un transistor de l'onduleur) étant donné que chaque phase de la machine est pilotée sans aucune liaison avec les autres phases.

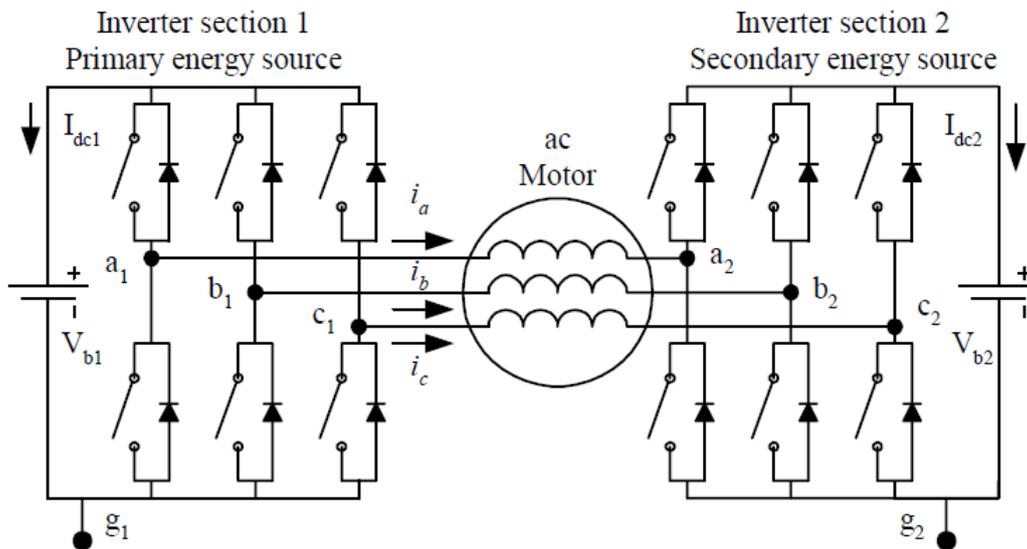


Figure 8: Alimentation d'une machine triphasée avec deux convertisseurs, une à chaque extrémité des phases [47].

IV-2-Stratégies de commandes en modes dégradés de MSAP polyphasées

Comme expliqué précédemment, le choix de structures polyphasées est essentiellement justifié dans le cadre de notre étude par l'idée de vouloir augmenter la tolérance aux défauts. [48-50]. En cas de défaut, l'objectif est de garder un couple constant tout en gardant des performances assez satisfaisantes en termes d'extraction de puissance. Cet aspect est très important dans les systèmes tels que les systèmes hydroliens, les systèmes éoliens, ou encore les véhicules électriques. Dans les systèmes d'extraction d'énergies renouvelables offshores, où dans les systèmes embarqués un système tolérant aux défauts permettrait de fonctionner même en cas de défaut lié au convertisseur (dans le cas d'une hydrolienne de continuer à produire de l'énergie).

Certains travaux proposent d'utiliser des systèmes polyphasés afin d'en augmenter la fiabilité fonctionnelle [51-56]. En particulier, des systèmes à 5 phases et à 7 phases ont été étudiés en modes dégradés. Les auteurs ont démontré qu'il était possible d'obtenir un couple électromagnétique constant en appliquant la bonne stratégie de commande sur les courants de phases, si le défaut est détecté et identifié. Plusieurs stratégies de commandes ont été proposées dont le principe repose sur le calcul de courants optimaux qui visent non seulement à garder le couple électromagnétique constant mais aussi visent à maximiser le rapport couple sur pertes par effet Joule. L'une de ces stratégies de commande est basée sur le multiplicateur de Lagrange [4, 57, 58]. Une approche vectorielle est proposée dans [55, 59]. Dans [57] et [60] une méthode basée sur une représentation géométrique permet d'obtenir des courants optimaux en mode sain et en modes dégradés. Une approche numérique est utilisée dans [52] où des commandes tolérantes aux défauts, pour différentes connexions des enroulements du stator, sont proposées. Ces commandes ont pour principe de calculer des courants optimaux capables de minimiser les pertes cuivre et les pulsations de couple. Dans [61] une forme d'onde optimale de courant vise à annuler les ondulations de couples et à minimiser les pertes cuivres en mode dégradé, d'une MSAP à pôles lisses, avec chacune des phases alimentées par des ponts en « H ». Une stratégie de contrôle dont l'objectif est de maintenir constant le couple électromagnétique, en cas de défaut asymétrique, en utilisant une transformation en grandeurs constantes des harmoniques des courants et FEM qui contribuent au couple, est présentée dans [62].

La stratégie de commande en mode dégradé proposée dans [21] est basé sur un calcul des courants sur la base d'une modification des matrices de transformation. Ensuite, pour assurer le suivi de consigne de ces courants, des régulateurs PI sont utilisés dans la boucle de commande.

Dans certaines des approches citées précédemment, la valeur du courant crête en mode dégradé n'est pas considérée comme une contrainte. Toutefois, cette valeur crête du courant est un paramètre clé pour le dimensionnement et le coût du convertisseur. En conséquence de quoi, les approches proposées sans tenir compte de cette contrainte peuvent induire un surdimensionnement du convertisseur. Par ailleurs, la principale limite des méthodes proposées est que les limites en tension et en courant liées au convertisseur/machine ne sont pas prises en compte. Dans le contexte applicatif de notre étude, la stratégie de contrôle de la turbine impose d'appliquer une stratégie de commande par défluxage pour satisfaire les contraintes en tension de l'ensemble convertisseur-machine. Ce type de

conditions de fonctionnement sont retrouvées dans les applications liées aux véhicules électriques et hybrides (véhicules terrestres et navires) et celles liées aux énergies renouvelables qui sont caractérisées par une large plage de vitesse de fonctionnement.

Dans la référence [55], une stratégie de commande en modes dégradés est appliquée à une MSAP axiale à 7 phases, où les courants dans les bases fictives sont constants. Cette stratégie de commande permettrait un fonctionnement en vitesse variable, de par sa possibilité de permettre une commande par défluxage. Les modes dégradés considérés sont une ou deux phases en défaut. La structure de commande repose sur le principe décrit par la Figure 9.

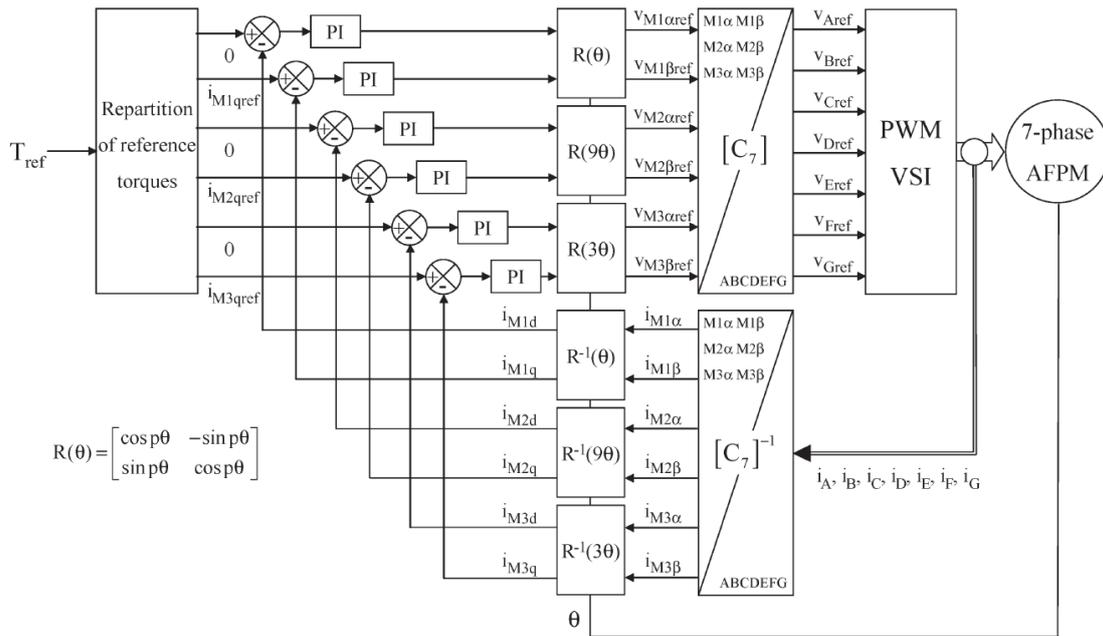


Figure 9: Structure de commande en vitesse variable d'une MSAP à 7 phases

Dans [54, 63], il est étudié une structure de MSAP associée à deux convertisseurs indépendants (une à chaque extrémité des phases), comme le montre la Figure 10. Le but est de faciliter la reconfiguration en cas de défaut sur une phase.

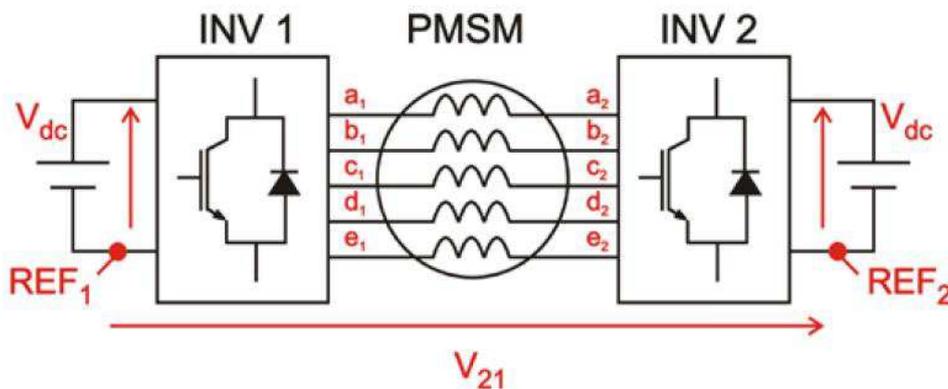


Figure 10:Alimentation d'une machine pentaphasée avec deux convertisseurs, une à chaque extrémité des phases [54]

Cette même structure a été étudié dans [64], qui traite le fonctionnement en vitesse variable en fonction du couplage des enroulements des phases. Ces couplages (étoile, pentagone et pentacle) sont faits grâce au pilotage des deux convertisseurs.

V-Conclusion

Ce chapitre a tout d'abord été consacré à un état de l'art sur les énergies renouvelables marines. Pour cela, le contexte global de l'exploitation de ce type de ressource a été analysé. Nous nous sommes ensuite intéressés aux systèmes hydroliens. L'analyse des contraintes liées à la difficulté d'accès aux machines et à la compacité nous a conduits à concentrer notre étude sur une option technologique basée sur l'association de turbines à pas fixe associées à des Machines synchrones à Aimants Permanents (MSAP polyphasées) à bobinages concentrés pour la génératrice. Dans ce cas nous avons opté pour une stratégie d'extraction de puissance avec une limitation de puissance par survitesse. Cette stratégie conduit à utiliser la génératrice à puissance constante sur une plage de vitesse en mode de survitesse par défluxage ce qui impose de pouvoir suivre une ensemble spécifique de points de fonctionnement dans le plan couple vitesse. Ceci impose des contraintes particulières sur le dimensionnement de l'ensemble convertisseur machine (caractéristique couple vitesse).

Ensuite, dans la mesure où un système tolérant aux défauts est requis, des investigations ont été menées sur l'ensemble convertisseurs-machines capables de par leur structure, de fonctionner en mode dégradé. Nous nous sommes en particulier intéressés aux systèmes polyphasés à phases réparties et aux systèmes triphasés multi-étoile qui nous semblent bien répondre aux exigences du contexte applicatif. Etant donné que la plupart des pannes sont liées au convertisseur et qu'il existe des stratégies qui conduisent, dans ce cas, à l'isolement d'un « bras » de convertisseur, les défauts considérés dans cette étude sont ceux liés à une ouverture de phase.

Si des stratégies de commande pour la gestion de ce type de défaut dans des machines polyphasées ont été étudiées dans la littérature, il n'existe à notre connaissance que peu d'études qui se sont intéressés au fonctionnement en défaut de ces systèmes polyphasés en vitesse variable et en particulier à la prise en compte des limitations des valeurs de courant et de tension liées au dimensionnement du convertisseur lors des fonctionnement aux vitesses rapides. C'est pourquoi le chapitre suivant sera consacré à l'étude des stratégies de commande et des capacités de fonctionnement en vitesse variable de structures de MSAP multi-étoiles et polyphasées à phases réparties (nous nous intéresserons au cas des machines à 5 phases) avec prises en compte des contraintes électriques liées au convertisseur.

**CHAPITRE II : Stratégies de
commande en mode sain et en
modes dégradés en vitesse
variable des machines
synchrones polyphasées à
aimants permanents (MSAP)**

I-Introduction

Ce chapitre a pour objectif de déterminer les capacités de fonctionnement en vitesse variable des MSAP polyphasées et d'étudier les possibilités de fonctionnement en modes dégradés selon la structure de l'ensemble convertisseur-machine et le contenu harmonique de la force électromotrice (FEM). Pour cela, on a considéré des structures à 5 phases régulières et des structures à 2X3 phases. Pour les structures à 5 phases, pour envisager un fonctionnement en modes dégradés, des structures de convertisseurs à « bras » ou en « pont » seront étudiées selon le contenu de la FEM. Alors que pour les structures à 2X3 phases, il y a moins de contrainte sur les stratégies de commande dans la mesure où les deux étoiles sont pilotées indépendamment et qu'en mode dégradé, l'étoile en défaut est isolée.

II-Modélisation du point de vue de la commande des machines synchrones à aimants permanents à pôles lisses

Cette étude est faite en considérant des machines synchrones ayant des aimants déposés en surface du rotor, et l'objectif est de mettre en évidence l'avantage du nombre de phases au stator et de leur mode de connexion (structures des convertisseurs qui leurs sont associés) sur la commande.

Pour cela les structures de machines synchrones à aimants permanents étudiées (Figure 11 et Figure 12) sont :

- Les structures polyphasées régulièrement réparties (des structures à 5 phases dans notre étude)
- Les structures doubles triphasées en phase à neutres isolés
- Les structures doubles triphasées décalées à neutres isolés

Le choix de ces structures est basé sur le fait que la redondance du système est souhaitée dans le cadre des systèmes d'extraction de puissance à énergie marine renouvelable. En effet, le fait de multiplier les phases revient à permettre au système de continuer à fonctionner en cas de perte d'une ou plusieurs phases. Il est à noter que pour les structures à 2X3 phases, la conception de la MSAP devra être faite de telle sorte que les deux étoiles soient découplées magnétiquement.

Dans cette partie, il sera étudié les avantages et inconvénients de chaque structure pour les entraînements directs à vitesse variable. Sachant les hypothèses suivantes seront prises en compte pour modéliser les machines du point de vue de la commande :

- Les machines étudiées sont considérées comme étant des MSAP à pôles lisses
- Les phases de la machine (ou du même couplage pour les structures doubles triphasées) sont identiques et décalées d'un angle de $\alpha = \frac{2\pi}{n}$, n étant le nombre de phases
- La saturation des matériaux ferromagnétiques n'est pas prise en compte
- L'entrefer magnétique est constant (sans effet de reluctance variable)

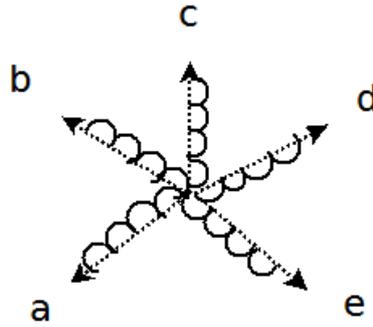


Figure 11: Structure d'une machine à 5 phases régulièrement réparties

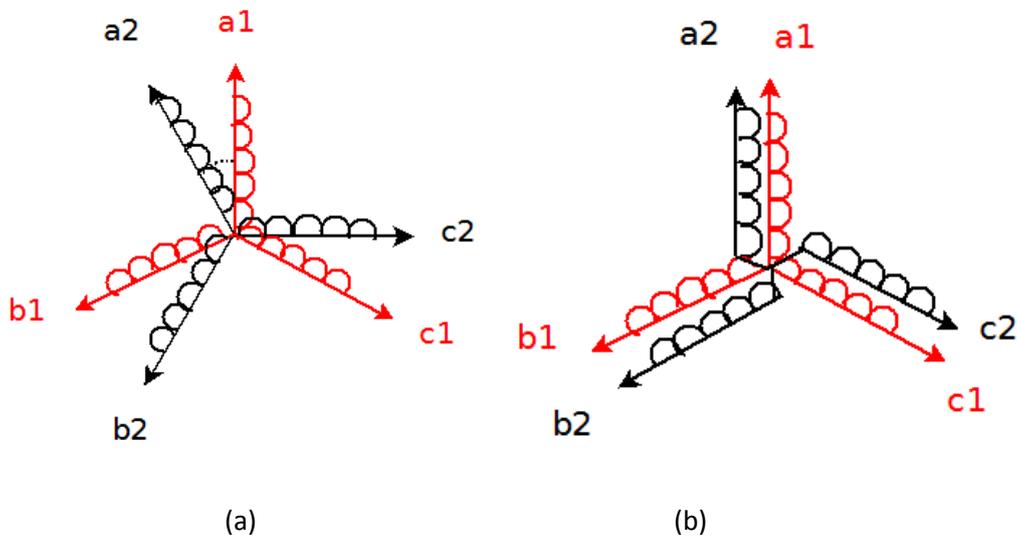


Figure 12: Structures de machines 2X3 phases décalées de 30° (a) et en phase (b)

II-1-Modèle électrique d'une MSAP polyphasée dans la base naturelle

Modéliser une MSAP polyphasée dans sa base naturelle revient à associer ses m phases à un espace Euclidien E^n ainsi qu'une base orthonormée $B^n = \left\{ \overrightarrow{x_1}, \overrightarrow{x_2}, \overrightarrow{x_3}, \overrightarrow{x_4}, \overrightarrow{x_5} \right\}$ qui est qualifiée de naturelle, dans le sens où les coordonnées d'un quelconque vecteur dans cette base sont des grandeurs directement mesurables sur les phases [65].

Ainsi le vecteur flux, le vecteur tension et le vecteur courant peuvent être exprimés dans cette base comme :

- Tension : $\vec{v} = v_1 \overrightarrow{x_1} + v_2 \overrightarrow{x_2} + \dots + v_m \overrightarrow{x_m}$
- Courant : $\vec{i} = i_1 \overrightarrow{x_1} + i_2 \overrightarrow{x_2} + \dots + i_m \overrightarrow{x_m}$
- Flux capté : $\vec{\varphi} = \varphi_1 \overrightarrow{x_1} + \varphi_2 \overrightarrow{x_2} + \dots + \varphi_m \overrightarrow{x_m}$

En considérant la résistance R_s d'une phase statorique, la tension peut s'écrire :

$$\vec{v} = R_s \vec{i} + \left(\frac{d\vec{\phi}}{dt} \right)_{/B^n} \quad (2.1)$$

Grâce à l'hypothèse de non saturation, l'équation (2.1) devient :

$$\vec{v} = R_s \vec{i} + \left(\frac{d\vec{\phi}_{ss}}{dt} \right)_{/B^n} + \left(\frac{d\vec{\phi}_{sr}}{dt} \right)_{/B^n} \quad (2.2)$$

Le terme $\left(\frac{d\vec{\phi}_{ss}}{dt} \right)_{/B^n}$ est créé par les courants au stator alors que le terme $\left(\frac{d\vec{\phi}_{sr}}{dt} \right)_{/B^n}$ est uniquement dû aux aimants permanents du rotor. Dans notre cas où des MSAP déposées en surface sont considérées (pôles lisses), l'équation (2.2) peut être réécrite en :

$$\vec{v} = R_s \vec{i} + \lambda \left(\left(\frac{d\vec{i}}{dt} \right)_{/B^n} \right) + \vec{e} \quad (2.3)$$

Avec λ qui est une application linéaire tel que $\lambda(\vec{i}) = \vec{\phi}_{ss}$. Cette application s'écrit sous la forme d'une matrice symétrique et circulante qui correspond à la matrice inductance, comme le montre l'équation (2.4).

$$[L_s^n] = \begin{bmatrix} L & M_{12} & \cdots & M_{1m} \\ M_{21} & L & \cdots & M_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{m1} & M_{m2} & \cdots & M_{mm} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

et $\vec{e} = \left(\frac{d\vec{\phi}_{sr}}{dt} \right)_{/B^n}$ le vecteur force électromotrice (FEM).

A partir de ce moment, la puissance instantanée transitant dans la machine est obtenue par le produit scalaire entre le vecteur tension et le vecteur courant.

$$p = \vec{v} \cdot \vec{i} = \sum_{k=1}^m v_k i_k \quad (2.5)$$

En remplaçant le vecteur tension et le vecteur courant par leurs expressions respectives, l'équation (2.5) devient :

$$p = R_s (\vec{i})^2 + \lambda \left(\left(\frac{d\vec{i}}{dt} \right)_{/B^n} \right) \cdot \vec{i} + \vec{e} \cdot \vec{i} \quad (2.6)$$

Avec :

- $p_j = R_s (\vec{i})^2$ les pertes Joule statoriques ;
- $P_{mag} = \left(\lambda \left(\frac{d\vec{i}}{dt} \right) \right)_{/B^n} \cdot \vec{i}$, la puissance liée à l'énergie magnétique stockée
- $P_{em} = \vec{e} \cdot \vec{i}$, la puissance électromécanique développée par la machine qui est à l'origine du couple électromagnétique s'exprime alors comme suit :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{\vec{e} \cdot \vec{i}}{\Omega} = \frac{1}{\Omega} \sum_{k=1}^m e_k \cdot i_k \quad (2.7)$$

II-2-Modèle électrique d'une MSAP dans une nouvelle base

II-2-1-Détermination d'une base de découplage

La modélisation de la machine dans la base naturelle ne permet pas une élaboration aisée du système de contrôle, du fait du couplage magnétique entre les enroulements illustré par l'équation $\vec{\phi}_{ss} = \lambda(\vec{i})$. C'est la raison pour laquelle elle est modélisée dans une base telle qu'il y ait un découplage magnétique entre les phases, ce qui revient à diagonaliser la matrice inductance et impose alors la recherche des valeurs propres et des vecteurs propres qui leurs sont associées, [66, 67].

Le fait que la matrice inductance soit symétrique et circulante, emmène à des valeurs propres égales deux à deux (valeurs propres doubles) et à des valeurs propres simples. Ce qui conduit à décomposer l'espace euclidien en espaces propres, cela permet d'introduire le formalisme multi machine qui consiste à fractionner la machine polyphasée en plusieurs machines biphasées et monophasées fictives (le nombre de machines fictives équivalentes dépend du nombre de phases), qui sont magnétiquement indépendantes mais mécaniquement couplées sur le même arbre [34, 68].

L'idée de faire un découplage magnétique entre les enroulements consiste à écrire la matrice inductance dans une nouvelle base, ce qui revient à faire l'opération de changement de base suivante :

$$\begin{bmatrix} L & M_{12} & M_{13} & \cdots & M_{1m} \\ M_{21} & L & M_{23} & \cdots & M_{2m} \\ M_{31} & M_{32} & L & \cdots & M_{3m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{m1} & M_{m2} & M_{m3} & \cdots & L \end{bmatrix} \Leftrightarrow [L_s^d] = \begin{bmatrix} \Lambda_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \Lambda_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \Lambda_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \Lambda_m \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

En effet cette opération permet de projeter la matrice inductance initiale d'une machine à m phases régulièrement réparties, écrite dans une base de dimension égale au nombre de phases, dans une nouvelle base notée $B^d = \left\{ \overset{\rightarrow d}{x}_1, \overset{\rightarrow d}{x}_2, \dots, \overset{\rightarrow d}{x}_m \right\}$, de manière à éliminer le couplage entre les enroulements.

En d'autres termes cette opération revient à diagonaliser la matrice inductance. Pour cela, il faut déterminer les valeurs propres de la matrice inductance. La matrice de changement de base notée $[T_{mm}]$ correspond à la matrice de Concordia généralisée définie comme suit :

$$[L_{\alpha\beta}^d] = [T_{mm}]^{-1} [L_s^n] [T_{mm}] \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} \overrightarrow{x_1^d} & \overrightarrow{x_2^d} & \cdots & \overrightarrow{x_m^d} \end{bmatrix}^T = [T_{mm}]^{-1} \begin{bmatrix} \overrightarrow{x_1^n} & \overrightarrow{x_2^n} & \cdots & \overrightarrow{x_m^n} \end{bmatrix}^T \quad (2.10)$$

La matrice de changement de base est obtenue à partir des vecteurs propres qui constituent la nouvelle base de découplage. Son expression est représentée par l'équation(2.11) :

$$[T_{mm}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{m}} \begin{bmatrix} 1 & c_1 & c_2 & c_3 & \cdots & c_3 & c_2 & c_1 \\ 0 & s_1 & s_2 & s_3 & \cdots & -s_3 & -s_2 & -s_1 \\ 1 & c_2 & c_4 & c_6 & \cdots & c_6 & c_4 & c_2 \\ 0 & s_2 & s_4 & s_6 & \cdots & -s_6 & -s_4 & -s_2 \\ 1 & c_3 & c_6 & c_9 & \cdots & c_9 & c_6 & c_3 \\ 0 & s_3 & s_6 & s_9 & \cdots & -s_9 & -s_6 & -s_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & c_k & c_{2k} & c_{3k} & \cdots & c_{3k} & c_{2k} & c_k \\ 0 & s_k & s_{2k} & s_{3k} & \cdots & -s_{3k} & -s_{2k} & -s_k \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \cdots & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Avec : $c_k = \cos(k(2\pi/m))$; $s_k = \sin(k(2\pi/m))$; si m est pair, $k = (m-2)/2$; si m est impair, $k = (m-1)/2$ et la dernière ligne de la matrice de l'équation(2.11) doit être omise.

Les propriétés de la matrice inductance $[L_s^m]$ (symétrie et circularité) font que l'espace des variables peut être réparti en sous espaces propres. En effet, les valeurs propres Λ_k de λ sont deux à deux égales (valeurs propres « doubles »). Seule une des valeurs propres est « simple » pour un nombre de phases impair et deux le sont pour un nombre de phases pair. La présence de valeurs propres double, assimilées à des inductances cycliques, a permis d'introduire la notion de machine diphasée équivalente [68].

II-2-2-Modèle électrique de la MSAP dans la nouvelle base

Il a été montré dans la section II-2-1 l'existence d'une base dans laquelle les phases de la MSAP sont découplées. En effet, le modèle est exprimé dans un nouvel espace vectoriel qui peut être décomposé en sous espaces vectoriels de dimension 2 ou 1, associés aux valeurs propres Λ_k de λ . Ces sous espaces sont orthogonaux entre eux, dans la mesure où tous les vecteurs propres associés à λ sont orthogonaux entre eux.

Un vecteur \vec{g} quelconque appartenant à la base naturelle peut être décomposé en une somme de vecteurs de dimension 1 ou 2 chacun appartenant à un des sous espaces vectoriels de la nouvelle base. Ces vecteurs correspondent à la projection de \vec{g} sur chacun des sous espaces. Si cette décomposition est appliquée à l'équation (2.3), on obtient :

$$\vec{v} = \sum_{n=1}^N \vec{v}_k = \sum_{n=1}^N \left(R_s \vec{i}_n + \Lambda_n \left(\frac{d\vec{i}_n}{dt} \right) + \vec{e}_n \right) \quad (2.12)$$

Pour déterminer le couple électromagnétique grâce au bilan de puissances, il faut prendre en compte le fait que les sous espaces propres sont orthogonaux entre eux. La puissance instantanée peut alors s'exprimer comme suit :

$$p = \vec{v} \cdot \vec{i} = \left(\sum_{n=1}^N \vec{v}_k \right) \cdot \left(\sum_{n=1}^N \vec{i}_k \right) = \sum_{n=1}^N \left(\vec{v}_k \cdot \vec{i}_k \right) = \sum_{n=1}^N \left(R_s \left(\vec{i}_n \right)^2 + \Lambda_k \left(\frac{d\vec{i}_n}{dt} \right) \cdot \vec{i}_n + \vec{e}_n \cdot \vec{i}_n \right) \quad (2.13)$$

Dans l'équation(2.13), il apparaît un terme lié aux pertes par effet Joule, un autre lié au stockage de l'énergie magnétique et enfin un dernier terme lié à la conversion électromécanique. A partir de ce dernier, peut être exprimé le couple électromagnétique grâce à l'équation(2.14).

$$C_{em} = \sum_{n=1}^N C_n = \sum_{n=1}^N \frac{\vec{e}_n \cdot \vec{i}_n}{\Omega} \quad (2.14)$$

Il apparaît alors que le couple électromagnétique de la machine réelle est égal à la somme des couples électromagnétiques fournis par les N machines fictives. Le système peut alors être vu comme un ensemble de machines fictives mécaniquement couplées sur le même arbre, et magnétiquement découplée, comme l'illustre la Figure 13. Chacune de ces machines est caractérisée par son inductance cyclique Λ_k , sa résistance R_s et son vecteur force électromotrice \vec{e}_n . Selon que son inductance cyclique soit une valeur propre « simple » ou « double » de la matrice inductance $[L_s^d]$, la machine fictive sera monophasée (valeur propre « simple ») ou diphasée (valeur propre « double »).

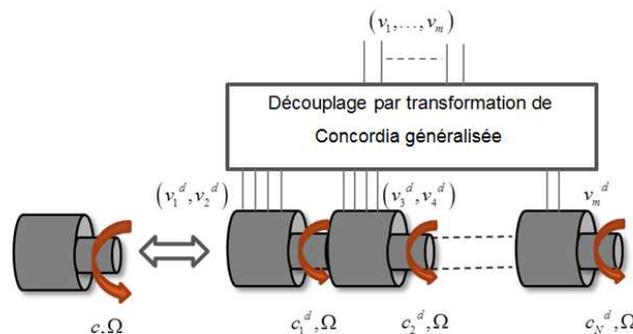


Figure 13: Equivalence entre les machines fictives et la machine réelle [65]

Une fois que le concept de machines fictives est mis en évidence, les grandeurs électriques des machines fictives (tensions, courants, FEM, flux, etc.) sont obtenues par leur projection de la base réelle vers les sous espaces qui leur sont associées. Les grandeurs à connaître pour une bonne gestion de la commande sont :

- La forme d'onde des FEM des machines fictives afin de pouvoir générer la forme optimale du courant (minimiser les pertes par effet Joule ou maximiser le couple pour une quantité de perte donnée, par exemple)
- La valeur de la constante de temps Λ_k/R_s . Cette valeur doit être suffisamment élevée afin d'éviter de devoir utiliser une fréquence de commutation très élevée pour piloter les courants dans les machines fictives. En outre ça valeur doit être de telle sorte que le facteur de puissance ne soit pas trop faible.

II-2-3-Répartition des harmoniques des grandeurs électriques sur les machines fictives

La projection des vecteurs associés à la machine réelle montre une répartition des harmoniques des grandeurs électriques, dans les différentes machines fictives d'après le développement fait dans [34]. Compte tenu du fait que les structures étudiées dans ce chapitre sont celles à 5 phases régulièrement réparties et celles à deux étoiles (décalées ou non) triphasées, la Table 4 résume les projections des groupes d'harmoniques selon les machines fictives, pour ces structures de machines.

Table 4 : Groupes d'harmoniques liés à chaque machine fictive

Nombre de phases	Machine homopolaire	Machine principale	Machine secondaire
3	3, 6, 9, ...	1, 2, 4, 5, ...	
5	5, 10, 15, ...	1, 4, 6, 9, ...	2, 3, 7, 8, ...

II-2-4-Exemples applicatifs sur les structures triphasées et pentaphasées de MSAP

II-2-4-1-Structures triphasées

Les structures triphasées de MSAP sont associées à un espace vectoriel de dimension 3 munie d'une base orthonormée naturelle $B^n = \{\vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{x}_3\}$. L'équation vectorielle de cette structure est donnée par l'équation (2.3) où la matrice inductance qui caractérise l'application linéaire λ , et le vecteur FEM sont exprimés par les équations(2.15) et (2.16), sachant que la FEM est considéré comme étant sinusoïdale pour ces structures.

$$[L_s^n] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\vec{e} = E_{\max} \left(\sin(p\theta) \vec{x}_1 + \sin\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \vec{x}_2 + \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \vec{x}_3 \right) \quad (2.16)$$

En appliquant la transformation de Concordia exprimée par (2.17), où la matrice de Concordia est déterminée en remplaçant la valeur m par 3, dans l'expression (2.11). La machine réelle est alors vue après transformation, comme deux machines fictives. Parmi celles-ci, la machine fictive diphasée principale (α, β) et la machine fictive homopolaire (z). L'expression des grandeurs dans les machines fictives est donnée par (2.18).

$$[T_{33}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \\ g_z \end{bmatrix} = [T_{33}]^{-1} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix}, g = \{v, i, e\} \quad (2.17)$$

$$\begin{cases} \vec{x}_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\vec{x}_1 + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \vec{x}_2 + \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \vec{x}_3 \right) \\ \vec{x}_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \vec{x}_2 + \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \vec{x}_3 \right) \\ \vec{x}_z = \sqrt{\frac{1}{3}} (\vec{x}_1 + \vec{x}_2 + \vec{x}_3) \end{cases} \quad (2.18)$$

Les équations en tension associées aux différentes machines fictives sont données par (2.19) et leurs grandeurs caractéristiques exprimées par (2.20) et (2.21) si on considère une FEM purement sinusoïdale.

$$\begin{cases} \vec{v}_{\alpha\beta} = R_s \vec{i}_{\alpha\beta} + \Lambda_{\alpha\beta} \left(\frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} \right)_{/B^n} + \vec{e}_{\alpha\beta} \\ \vec{v}_z = R_s \vec{i}_z + \Lambda_z \left(\frac{di_z}{dt} \right)_{/B^n} + \vec{e}_z \end{cases} \quad (2.19)$$

Avec :

$$[L_s^d] = \begin{bmatrix} \Lambda_{\alpha\beta} & 0 & 0 \\ 0 & \Lambda_{\alpha\beta} & 0 \\ 0 & 0 & \Lambda_z \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\begin{cases} \vec{e}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} E_{\max} \left(\sin(p\theta) \vec{x}_\alpha - \cos(p\theta) \vec{x}_\beta \right) \\ \vec{e}_z = 0 \vec{x}_z \end{cases} \quad (2.21)$$

L'examen du calcul du couple électromagnétique selon l'équation (2.14) montre que seule la machine fictive principale est capable de fournir un couple constant en régime permanent et sa constante de temps électrique $\Lambda_{\alpha\beta}/R_s$, permet de déterminer la fréquence de découpage minimale de l'onduleur de tension associée à la machine. La machine fictive homopolaire

n'est pas alimentée dans le cas d'un onduleur à 3 « bras » à neutre isolé (couplage étoile) comme sur la Figure 14 car le courant homopolaire est nul.

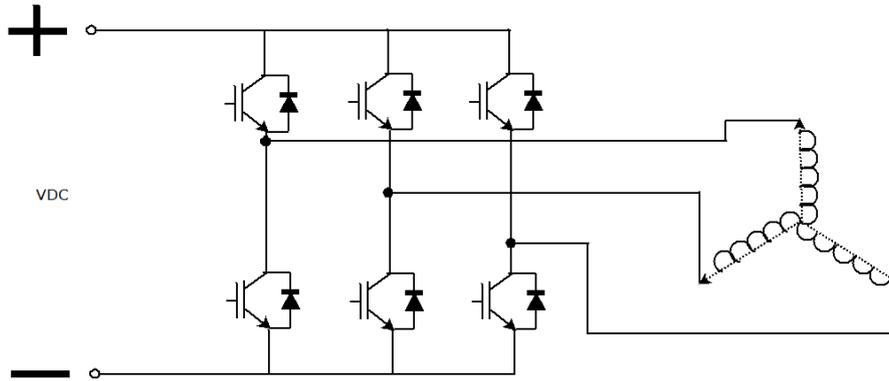


Figure 14: Alimentation par onduleurs à "bras" d'une étoile des structures 2X3 phases.

II-2-4-2-Structures pentaphasées

Modéliser une structure pentaphasée de MSAP revient à la considérer comme un espace vectoriel de dimension 5, munie d'une base orthonormée naturelle $B^n = \{x_1, x_2, x_3, x_4, x_5\}$. L'équation vectorielle en tension qui caractérise cette structure est donnée par l'équation (2.3). La matrice inductance qui caractérise l'application linéaire λ et le vecteur FEM sont exprimés respectivement par les équations (2.22) et (2.23). Il est à noter que sur la matrice inductance, L correspond à l'inductance propre d'une phase, M_1 à l'inductance mutuelle entre deux phases décalées de $2\pi/5$ et M_2 à l'inductance mutuelle entre deux phases déphasées de $4\pi/5$.

$$[L_s^n] = \begin{bmatrix} L & M_1 & M_2 & M_2 & M_1 \\ M_1 & L & M_1 & M_2 & M_2 \\ M_2 & M_1 & L & M_1 & M_2 \\ M_2 & M_2 & M_1 & L & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_2 & M_1 & L \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\bar{e} = \sum_{k=1}^5 \left(\sum_{h=1}^{\infty} E_{h\max} \sin \left(h \left(p\theta - (k-1) \frac{2\pi}{5} \right) \right) x_k \right) \quad (2.23)$$

Par application de la transformation de Concordia généralisée avec $m = 5$ (expression (2.11)). La machine réelle est alors vue après transformation, comme trois machines fictives. Parmi celles-ci, la machine fictive diphasée principale (α_1, β_1), la machine fictive diphasée secondaire (α_3, β_3) et la machine fictive homopolaire (z).

$$[T_{55}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} g_{\alpha 1} \\ g_{\beta 1} \\ g_{\alpha 3} \\ g_{\beta 3} \\ g_z \end{bmatrix} = [T_{55}]^{-1} \begin{bmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \\ g_d \\ g_e \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Comme le montre la Table 4, chacune des machines fictives est caractérisée par un groupe d'harmonique des grandeurs associées à la machine réelle. Pour cette structure, il est ainsi envisageable de produire un couple électromagnétique par exploitation de l'harmonique 3 de FEM par injection d'un courant du même rang d'harmonique.

L'exploitation de la machine fictive homopolaire n'est pas souhaitée dans la mesure où elle permet de produire un couple électromagnétique de valeur moyenne non nulle mais accompagné de pulsations. Les inductances associées aux machines fictives représentées par l'expression (2.25), permettent de faire le choix de la fréquence de commutation des interrupteurs du convertisseur associé à la machine.

$$[L_s^d] = \begin{bmatrix} \Lambda_p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Lambda_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Lambda_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Lambda_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \Lambda_z \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Les expressions des inductances associées aux machines fictives étant les suivantes [34]:

$$\Lambda_p = L - 2 \left(M_1 \cos\left(\frac{3\pi}{5}\right) + M_2 \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \right)$$

$$\Lambda_s = L - 2 \left(M_1 \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) + M_2 \cos\left(\frac{3\pi}{5}\right) \right)$$

$$\Lambda_z = L + 2(M_1 + M_2)$$

II-2-5-Structures de commande des MSAP en vitesse variable

Une fois que le découplage est fait par la transformation de Concordia, dans le but de faciliter la commande, on fait l'hypothèse de commander les machines fictives en régime permanent sur le premier harmonique de chaque machine fictive. Cette opération consiste à projeter les grandeurs électriques (tensions, courants, FEMs) correspondant à chaque machine fictive diphasée sur un repère tournant à la vitesse, des grandeurs électriques

portées par la machine fictive concernée, de telle sorte que les grandeurs obtenues après transformation soient constantes dans le temps en régime permanent. Ce qui revient à faire un nouveau changement de base exprimé par l'équation (2.27). Mais, dans la mesure où certains harmoniques tournent dans le sens direct et d'autres dans le sens inverse, le sens du repère tournant sera celui de l'harmonique principal portée par la machine diphasée correspondante. Chaque machine fictive étant supposée avoir une FEM exprimée par :

$$\vec{e}_{\alpha\beta-n} = \sqrt{\frac{m}{2}} E_{\max} \left(\sin(h_n p \theta) \vec{x}_{\alpha-n} - \sigma \cos(h_n p \theta) \vec{x}_{\beta-n} \right) \quad (2.26)$$

Où h_n correspond au premier harmonique de FEM de la machine réelle qui se projette dans la machine fictive numéro n (voir Table 4). Le terme σ permet de prendre en compte le sens de rotation du vecteur ($\sigma = +1$ dans le sens direct et $\sigma = -1$ dans le sens inverse).

$$\begin{bmatrix} \vec{x}_{d-n} \\ \vec{x}_{q-n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(h_n p \theta) & \sigma \sin(h_n p \theta) \\ -\sigma \sin(h_n p \theta) & \cos(h_n p \theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{x}_{\alpha-n} \\ \vec{x}_{\beta-n} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Appliquée à la FEM, on obtient la projection dans les axes $d-q$ comme suit :

$$\vec{e}_{dq-i} = \sqrt{\frac{m}{2}} E_{\max} \left(0 \cdot \vec{x}_{d-i} - \sigma \cdot \vec{x}_{q-i} \right) \quad (2.28)$$

Ces expressions de FEM mènent à des valeurs constantes des courants dans les axes $d-q$ en régime permanent dans le cas d'une commande sinusoïdale de chaque machine fictive. Ce qui justifie l'utilisation de correcteur PI (proportionnel-intégral) dans la structure de commande.

Dans le cas d'une machine à 3 phases, la matrice de projection utilisée est la matrice de Park, qui est exprimée par l'équation (2.29) de telle sorte que, les composantes des grandeurs électriques soient représentées dans l'axe dq par l'expression(2.30).

$$\left[R_3(\theta) \right]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ 0 & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\begin{bmatrix} \vec{x}_z \\ \vec{x}_d \\ \vec{x}_q \end{bmatrix} = \left[R_3(\theta) \right]^{-1} \begin{bmatrix} \vec{x}_z \\ \vec{x}_\alpha \\ \vec{x}_\beta \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Ainsi, la structure de commande peut se faire alors en prenant comme référence les courants dans le repère $d-q$. Dans les structures double étoile, la commande illustrée par la Figure 15, est appliquée à chaque étoile.

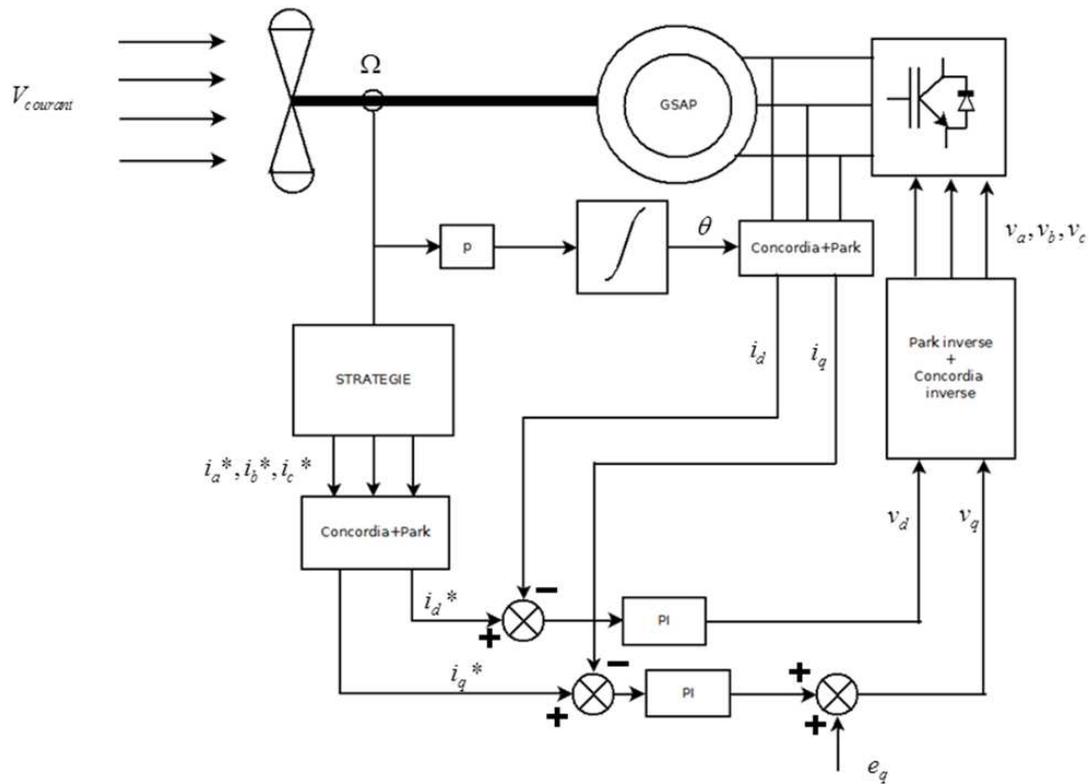


Figure 15: Schémas de commande des courants d'une machine synchrone à aimants permanents à 3 phases

Pour une structure de machine pentaphasée, le découplage conduit à l'obtention de cinq composantes dans le repère de Concordia : $[z, \alpha_1, \beta_1, \alpha_3, \beta_3]$ (indices relatifs aux rangs des harmoniques portées par les machines fictives correspondantes), et dans le repère de Park, cinq composantes : $[z, d_1, q_1, d_3, q_3]$. La matrice de transformation de Park pour une structure pentaphasée s'écrit comme suit :

$$R_5(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(3\theta) & \sin(3\theta) \\ 0 & 0 & 0 & -\sin(3\theta) & \cos(3\theta) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Une fois que les transformations sont faites, Cela permet de déduire une structure de commande décrite à la Figure 16.

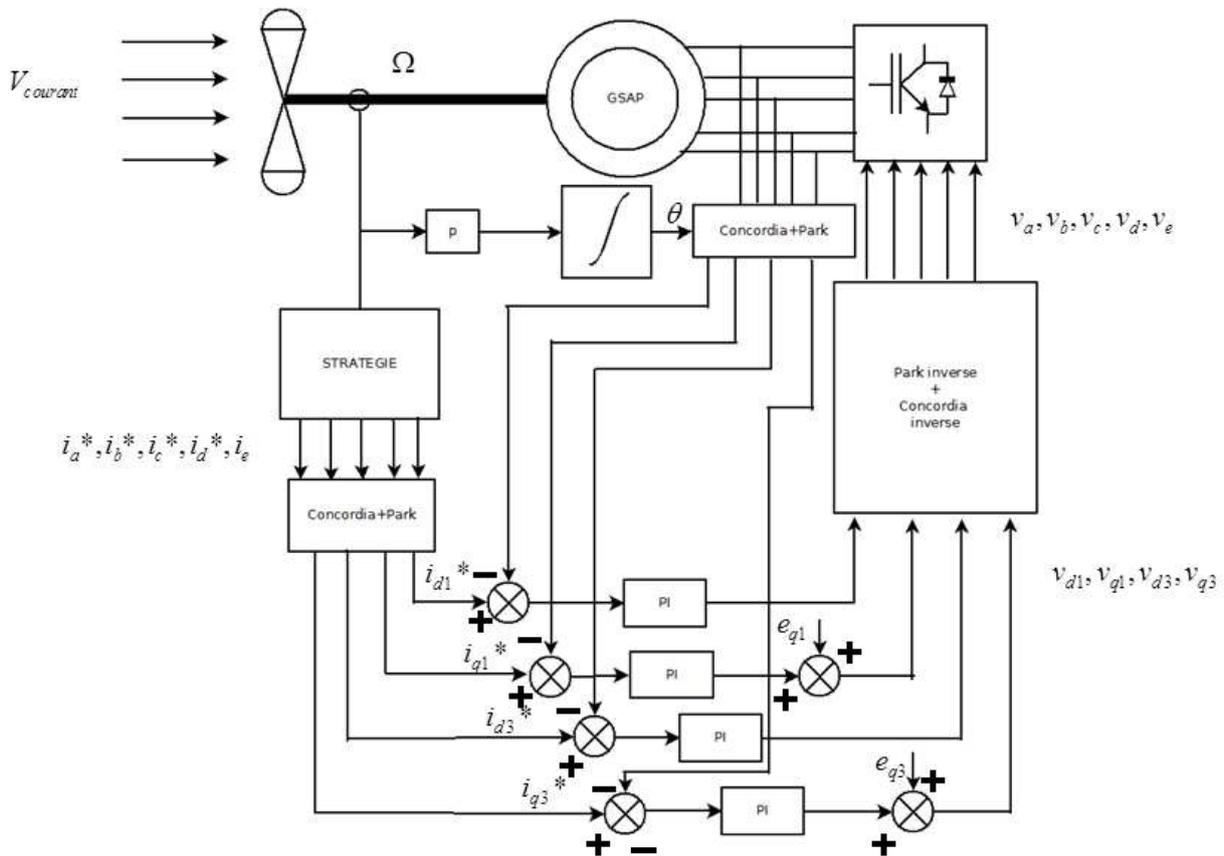


Figure 16: Schémas de commande en courant d'une machine synchrone à aimants permanents à 5 phases

Les grandeurs à contrôler sont alors les courants dans les bases dq_{-1} et dq_{-3} qui sont des grandeurs constantes en régime permanent après transformation. La stratégie de commande adoptée permet donc implicitement de définir les formes d'ondes des courants de référence i_a, i_b, i_c, i_d et i_e à partir des courants i_{d1}, i_{q1}, i_{d3} et i_{q3} .

III-STRATEGIES DE COMMANDE EN VITESSE VARIABLE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS POLYPHASEES

III-1-Stratégie de commande des structures double triphasées

Dans cette partie l'objectif est de définir les stratégies de commande des MSAP à 2X3 phases en mode sain et en modes dégradés. La stratégie de commande en mode sain de ces structures consiste à extraire le maximum de couple électromagnétique à chaque vitesse de rotation en injectant les valeurs optimales de courants de phases. Ce qui permet d'obtenir la caractéristique couple vitesse optimale qui tient compte des contraintes en courant et en tension du convertisseur. Le principe est d'appliquer cette commande à chaque étoile grâce à une structure comme celle de la Figure 17. En mode dégradé, la même stratégie de commande est conservée pour l'étoile saine et l'étoile en défaut est isolée. On suppose dans cette étude que les étoiles sont magnétiquement découplées.

III-1-1-Stratégie de commande en mode sain des structures double triphasées

La commande des structures des MSAP à double étoiles en vitesse variable se traduit par une commande en couple électromagnétique. L'expression du couple permet de faire un lien entre ce dernier et les composantes des courants d'alimentation.

$$C_{em} = \frac{1}{\Omega} (e_d i_a + e_b i_b + e_c i_c) = \frac{1}{\Omega} \sqrt{\frac{3}{2}} (E_1 i_q) = \sqrt{\frac{3}{2}} p \phi_e i_q \quad (2.32)$$

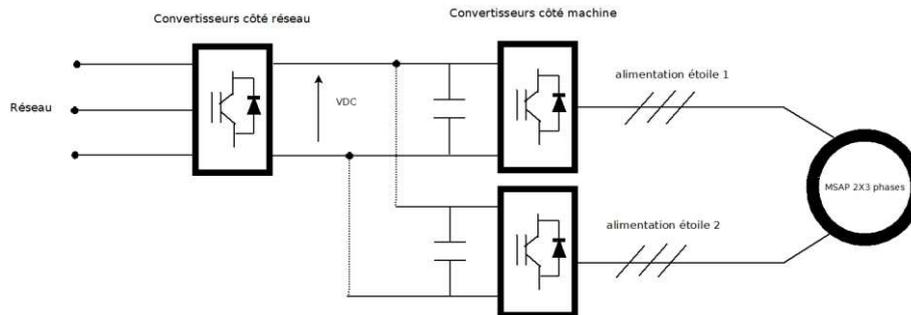


Figure 17: Principe de pilotage d'une structure double étoiles avec un seul convertisseur côté réseau

La stratégie de commande en vitesse variable qui permet d'obtenir un couple maximal consiste à appliquer la commande à maximum de couple par ampère (*MTPA : Maximum Torque Per Ampere*). Pour chaque point de fonctionnement, le couple électromagnétique est commandé au maximum tout en tenant compte des contraintes en courant et en tension du convertisseur associé à la machine [69]. Afin de déterminer l'enveloppe de la caractéristique couple-vitesse, on va donc garder le plus longtemps possible la configuration électrique telle que le courant et la FEM soient phase ($i_d = 0$ et $i_q = I$), compte tenu des contraintes en courant et en tension de l'ensemble convertisseur-machine. Si tous les éléments du schémas de Behn-Eschenburg classique à vitesse nominale sont divisés par le terme $L_{sync} \omega$, avec L_{sync} l'inductance synchrone et dans le cas une machine à pôles lisses, $L_{sync} = L_d = L_q$, le schéma devient celui de la Figure 18, où il est possible de délimiter par des cercles, correspondant aux contraintes en courant et en tension imposées par le convertisseur [69].

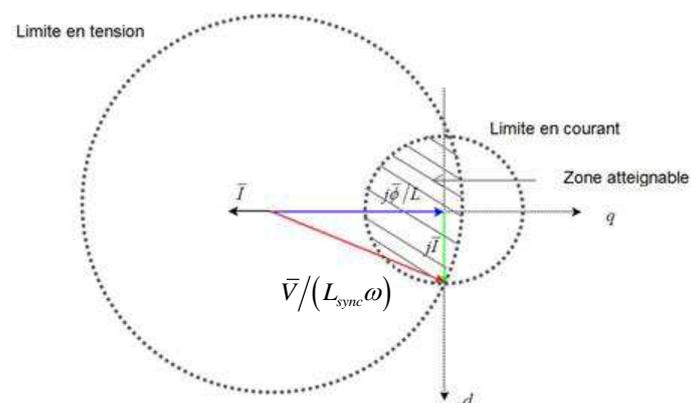


Figure 18: Schémas de Fresnel d'une phase d'une machine synchrone pour la commande d'une MSAP à vitesse nominale (convention générateur)

Avec :

$\bar{V} = j\omega L_{sync} \bar{I} + jw\bar{\phi}$, $\bar{\phi}$ étant le vecteur flux des aimants, et la résistance de phase R_s est négligée pour l'élaboration des stratégies de commande.

$\begin{cases} i_d = I \sin(\psi) \\ i_q = I \cos(\psi) \end{cases}$, i_q étant l'image du couple électromagnétique de par l'équation (2.32) (à la vitesse de base : $\psi = 0$).

En vitesse variable, le cercle qui correspond à la limite en tension varie en diamètre. Le schéma de la Figure 18 correspond à un fonctionnement en vitesse nominale (ou vitesse de base) où cette limite en tension est atteinte pour $i_d = 0$. La même configuration est gardée en basse vitesse, avant la saturation en tension, comme sur la Figure 19 où seule la limite en courant est atteinte.

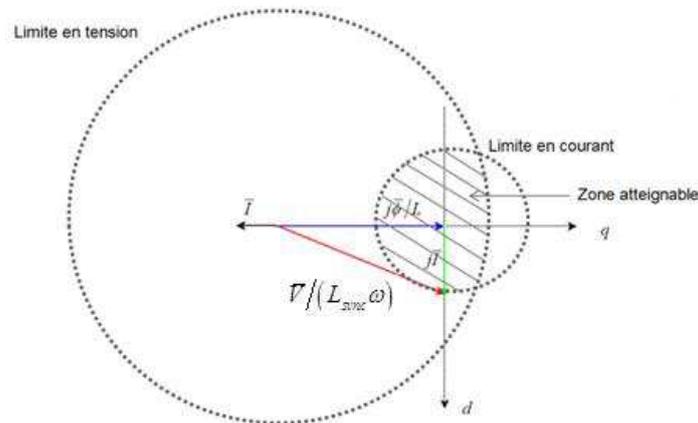


Figure 19: Schémas de Fresnel d'une phase d'une machine synchrone pour la commande d'une MSAP à vitesse inférieure à la nominale

L'objectif de la commande en vitesse variable est de garantir ces contraintes en tout point de fonctionnement sachant que plus la vitesse augmente, plus le diamètre du cercle de tension, diminue. La valeur de la vitesse base peut être déterminée par l'équation (2.33).

$$\omega_{base} = \sqrt{\frac{V^2}{(L_{sync} I)^2 + \phi^2}} \quad (2.33)$$

Une fois que la valeur de la vitesse de base est connue, la stratégie de commande est définie par rapport à cette vitesse. En effet, l'objectif est, pour chaque valeur de vitesse, maximiser le couple électromagnétique, ce qui revient à maximiser la composante transversale du courant (i_q), en accord avec l'équation (2.32). Si la vitesse de rotation est inférieure ou égale à la vitesse de base, le schéma électrique correspond au schéma de la Figure 19.

Par contre, si la vitesse de rotation est supérieure à la vitesse de base, le schéma électrique change de configuration et le nouveau schéma obtenu est celui représenté par la Figure 20. L'augmentation de la vitesse se traduit par une réduction du diamètre du cercle de limitation

en tension. Ainsi, il faut adapter le vecteur courant afin de garantir le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-machine à couple maximum. Cette adaptation du courant consiste à faire une commande par défluxage. En effet, la force électromotrice étant proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine, il est impératif d'agir sur le courant afin de pouvoir contrôler la tension. Du point de vue physique, le défluxage consiste à orienter le champ magnétique de réaction d'induit en opposition au champ magnétique créé par les aimants. Le point de fonctionnement limite correspond à la vitesse où les cercles de limitation de courant et de tension sont tangents (Figure 21). La pulsation maximale de fonctionnement qui permet d'obtenir un couple électromagnétique non nul est obtenue dans cette configuration par l'équation(2.34).

$$\omega_{\max} = \frac{V}{\phi - L_{\text{sync}} I} \quad (2.34)$$

La réduction progressive du flux magnétique qui traverse l'entrefer est logiquement accompagnée d'une réduction de la valeur du couple électromagnétique jusqu'à l'annulation (diminution du courant i_q car i_d augmente et $i_d^2 + i_q^2 = I_{\max}^2$).

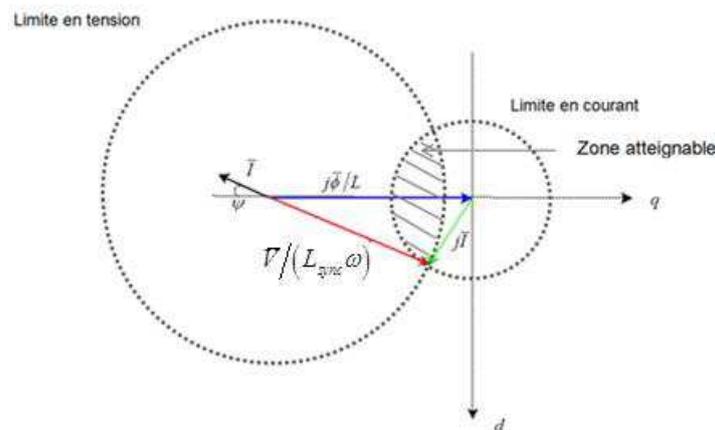


Figure 20:Schémas de Fresnel d'une phase d'une machine synchrone pour la commande en vitesse variable en fonctionnement défluxé (convention générateur)

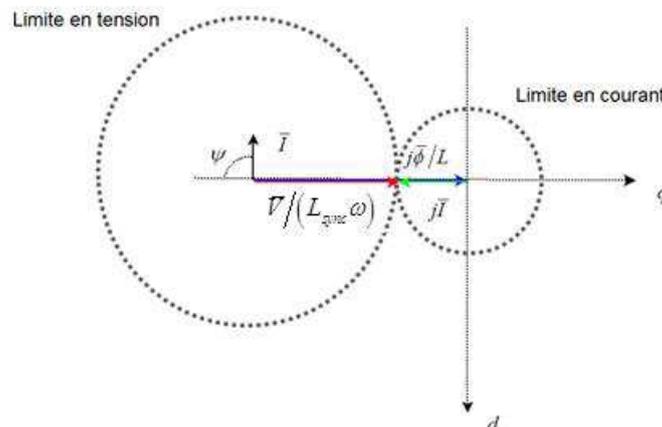


Figure 21:Schémas de Fresnel d'une phase d'une machine synchrone pour la commande en vitesse variable en fonctionnement défluxé au maximum (convention générateur)

III-1-2-Stratégie de commande en modes dégradés des structures double triphasées

Chaque étoile est alimentée par un onduleur triphasé indépendant. Ces onduleurs sont disponibles dans le marché industriel. Ce qui évite alors l'étude d'onduleurs de conception particulière [34].

La gestion du défaut pour une structure double triphasée de machine synchrone à aimants permanents ne nécessite pas une reconfiguration de la structure de commande puisque chaque étoile est alimentée indépendamment. En cas de défaut on va considérer qu'une des étoiles est déconnectée et le système continue à fonctionner en fournissant la moitié de la puissance initiale.

Une fois les stratégies de commande d'une structure double étoile définie, les caractéristiques couple-vitesse et puissance-vitesse (en valeurs relatives) théoriques d'une structure double étoile triphasée, dont les caractéristiques sont détaillées dans le chapitre III à la Table 7, sont données par les Figure 22 et Figure 23. Le couple électromagnétique est calculé pour chaque vitesse de fonctionnement par l'équation (2.32). La puissance est ensuite déduite par l'équation (2.35).

$$P_{em} = C_{em} \Omega \quad (2.35)$$

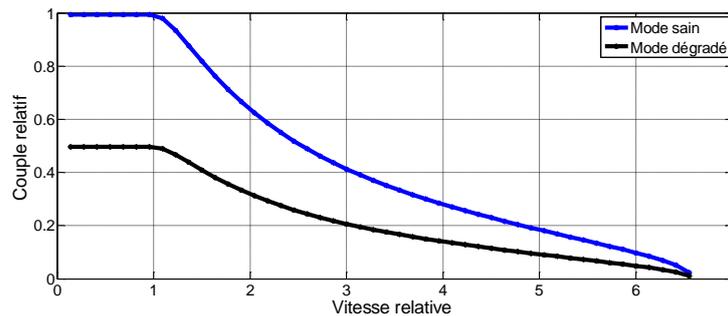


Figure 22: Caractéristique couple-vitesse d'une structure 2X3 phases décalées à 96 encoches et 56 pôles.

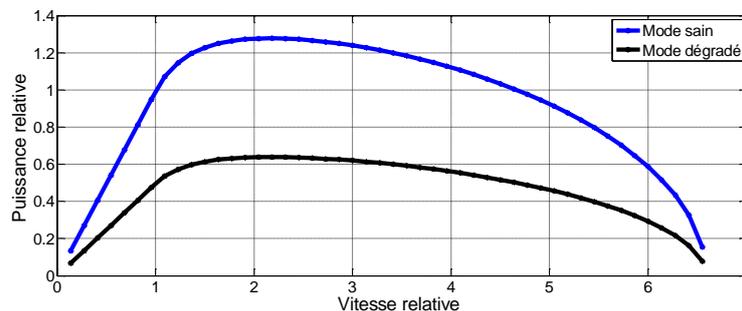


Figure 23: Caractéristique puissance-vitesse d'une structure 2X3 phases décalées à 96 encoches et 56 pôles.

Les grandeurs obtenues sur les Figure 22 et Figure 23 sont des grandeurs normalisées par rapport au couple (puissance) à la vitesse de base. Ces figures montrent que pour une structure double triphasée, étant donné que l'hypothèse considérée est telle que les deux étoiles sont identiques, le couple électromagnétique obtenu résulte de la somme algébrique

des couples produits par chaque étoile. Par conséquent, la plage de vitesse reste inchangée en mode sain et en modes dégradés, contrairement aux structures polyphasées à phase régulièrement réparties.

Sur ces figures, on identifie une plage de vitesse où le couple est constant, et une zone dit zone de défluxage, qui commence à partir du point de fonctionnement à la vitesse de base. En effet, à partir du point de base, la limite en tension de l'ensemble convertisseur-machine est atteinte. Au-delà du point de base il faut adapter le courant de manière à respecter cette contrainte en tension en survitesse. Pour cela une commande par défluxage est effectuée, qui consiste à orienter le flux magnétique de réaction d'induit par rapport à celui créé par les aimants, afin de réduire le flux qui traverse l'entrefer, réduisant ainsi la tension.

III-2-Stratégie de commande des structures pentaphasées [70, 71]

III-2-1-Hypothèses de commande

Pour modéliser la machine, les hypothèses suivantes sont prises en compte :

- Les cinq phases sont identiques et décalées d'un angle de $\frac{2\pi}{5}$ électrique.
- La réaction magnétique de l'induit n'est pas prise en compte sur la forme des forces électromotrices.
- Les phénomènes de saturation et de variation de réluctance du circuit magnétique sont négligés
- Dans le cas où la machine est alimentée par un convertisseur à cinq « bras », sa FEM est considérée comme sinusoïdale
- Dans le cas où la machine est alimentée par un convertisseur en ponts en « H » séparés ou un convertisseur à six « bras » (avec un bras pour le neutre), la machine est considérée comme disposant d'un harmonique de rang trois sur sa FEM

En prenant en compte la description de la section II-2-4-2, commander une machine pentaphasée reviendrait à commander les machines fictives primaire, secondaire et homopolaire. L'injection d'un courant à la même fréquence que l'harmonique de rang 1 de la force électromotrice permettrait de produire un couple électromagnétique à partir de la machine fictive principale. L'injection d'un courant d'harmonique de rang 3 permettrait par interaction avec l'harmonique 3 de FEM, de produire un couple électromagnétique de valeur moyenne non nulle, à travers la machine fictive secondaire. Le couple électromagnétique total correspond alors à la somme des couples produits par les deux machines fictives (équation (2.41)). Néanmoins, la machine fictive homopolaire peut permettre une création de couple électromagnétique ondulatoire dont la valeur moyenne est non nulle, dans le cas où il y a l'injection d'un courant homopolaire. Mais son exploitation n'est pas traitée dans cette étude. Ces trois machines fictives sont alors mécaniquement couplées et magnétiquement découplées [66], comme le montre la Figure 24.

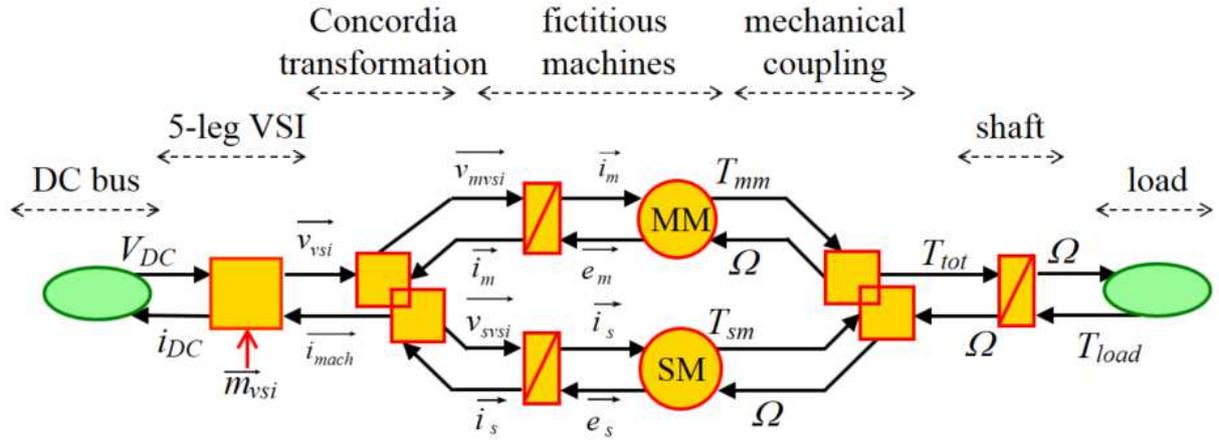


Figure 24: Représentation SMM d'une machine pentaphasée

Les tensions dans les bases fictives primaire, secondaire et homopolaire sont exprimées par les équations (2.36), (2.37), (2.38) et (2.39).

$$v_0 = R_s i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} + e_0 \quad (2.36)$$

$$v_{d1} = R_s i_{d1} + L_{d1} \frac{di_{d1}}{dt} - p\Omega L_{q1} i_{q1} \quad (2.37)$$

$$v_{q1} = R_s i_{q1} + L_{q1} \frac{di_{q1}}{dt} + p\Omega (L_{d1} i_{d1} + \sqrt{\frac{5}{2}} \phi_1) \quad (2.38)$$

$$v_{d3} = R_s i_{d3} + L_{d3} \frac{di_{d3}}{dt} + 3p\Omega L_{q3} i_{q3} \quad (2.39)$$

$$v_{q3} = R_s i_{q3} + L_{q3} \frac{di_{q3}}{dt} + 3p\Omega (-L_{d3} i_{d3} + \sqrt{\frac{5}{2}} \phi_3) \quad (2.40)$$

Le couple électromagnétique (équation (2.41)) est défini comme étant la somme du couple produit par la machine fictive primaire (équation (2.42)) et de celui de la machine fictive secondaire (équation (2.43)).

$$C_{em} = C_{em1} + C_{em2} \quad (2.41)$$

$$C_{em1} = p \left((L_{d1} - L_{q1}) i_{d1} i_{q1} + \sqrt{\frac{5}{2}} \phi_1 i_{q1} \right) \quad (2.42)$$

$$C_{em3} = p \left(3(L_{d3} - L_{q3}) i_{d3} i_{q3} + 3\sqrt{\frac{5}{2}} \phi_3 i_{q3} \right) \quad (2.43)$$

III-2-2-Stratégie de commande en mode sain

La stratégie de commande en mode sain d'une MSAP pentaphasée, consiste à contrôler les courants dans les deux bases $(dq)_{-1}$ et $(dq)_{-3}$ afin de contrôler le couple. Cela revient à

contrôler simultanément le fondamental et l'harmonique de rang 3 des courants de phase. Ce qui revient à contrôler la machine principale et la machine secondaire. La machine fictive homopolaire n'est affectée que par les harmoniques multiples de cinq. Cette machine ne produit pas de couple en cas d'absence d'harmonique 5 de FEM ou en cas de couplage étoile de la machine (absence de courant homopolaire).

Chacune des machines fictives est caractérisée par des inductances cycliques ($L_0, L_{d1}, L_{q1}, L_{d3}, L_{q3}$) qui correspondent aux éléments de la matrice décrite dans l'équation (2.25). Mais, étant donné que les courants dans les deux bases sont contrôlés de façon indépendante, et que les pulsations électriques des deux machines fictives sont différentes (ω et 3ω) les grandeurs électriques des deux machines fictives se projettent sur deux bases orthogonales qui tournent à des vitesses électriques différentes. Il est alors difficile d'exprimer les contraintes en courant et en tension de l'ensemble convertisseur-machine par une relation analytique simple comme pour le cas des structures triphasées, qui permettrait de faire du défluxage en survitesse. Cependant certains auteurs proposent des relations analytiques sous hypothèses, qui permettraient de fonctionner en vitesse variable. La référence [72] détermine des expressions analytiques qui permettent la gestion des contraintes de l'ensemble convertisseur-machine (défluxage) en mode dégradé tout en minimisant les ondulations du couple électromagnétique. Alors que [73] propose des formules analytiques en mode dégradé de courants sous hypothèse d'un ratio entre le fondamental et l'harmonique 3. L'article [74] propose une optimisation du couple électromagnétique en mode sain avec défluxage en survitesse, basé sur la bibliothèque Fmincon de matlab avec l'option « active set ». Tandis que [75] propose une commande en vitesse variable basé sur un modèle prédictif, alors que [76] et [46] proposent des stratégies de commande en mode dégradés en vitesse variable d'une machine triphasée alimentée par des « ponts en H » indépendants.

Une fois les grandeurs projetées dans les bases de découplage, qui garantissent une commande facilitée, l'objectif est de qualifier les performances de la machine en déterminant l'enveloppe de la caractéristique couple-vitesse. Ceci revient à chercher à avoir le maximum de couple en prenant en compte des contraintes en courant et en tension maximaux liés l'ensemble convertisseur machine.

En considérant que le système est équilibré, l'étude est faite sur une des phases (la phase « a » par exemple) et les grandeurs réelles (courants et tensions) sont exprimées en fonction des grandeurs dans les machines fictives. Il est alors nécessaire qu'elles soient inférieures aux valeurs maximales pour que la machine puisse être contrôlée et que l'ensemble convertisseur-machine puisse fonctionner dans des conditions thermiques acceptables.

$$[i]_{abcde} = \sqrt{\frac{5}{2}} [\mathbf{T}_{s5}] [\mathbf{R}_s(\theta)] [i]_{dq} \quad (2.44)$$

Avec :

$$[i]_{dq} = [i_0 \quad i_{d1} \quad i_{q1} \quad i_{d3} \quad i_{q3}]^T \quad (2.45)$$

$$|i_a(t)| = \sqrt{\frac{5}{2}} |i_{d1} \cos(\omega t) - i_{q1} \sin(\omega t) + i_{d3} \cos(3\omega t) - i_{q3} \sin(3\omega t)| \leq I_{\max} \quad (2.46)$$

$$|v_a(t)| = \sqrt{\frac{5}{2}} |v_{d1} \cos(\omega t) - v_{q1} \sin(\omega t) + v_{d3} \cos(3\omega t) - v_{q3} \sin(3\omega t)| \leq V_{\max} \quad (2.47)$$

I_{\max} et V_{\max} étant respectivement les limites en courant et en tension. La valeur maximale de courant est déterminée pour que le courant de phase soit inférieur ou égal au minimum entre le courant maximum tolérable par les composants d'électronique de puissance et le maximum du courant supportable par la machine au niveau thermique. De même, la valeur maximale de la tension est définie comme étant la tension maximale que peut contrôler le convertisseur par phase.

Le problème est alors traité comme un problème d'optimisation non linéaire comme dans [74], qui consiste à maximiser le couple sous contraintes sur le courant et sur la tension de l'ensemble convertisseur-machine, avec comme variables d'optimisation les grandeurs i_{d1}, i_{q1}, i_{d3} et i_{q3} . Ce qui permet de déterminer le quadruplet optimal pour chaque vitesse de rotation. Cependant la valeur du couple dépendra de la forme d'onde de la FEM de la machine. En effet, la commande en courant est alors adaptée à cette forme d'onde de façon à fournir un couple maximal. Le couple sera plus important en basse vitesse pour une machine dont la FEM de la machine dispose de l'harmonique de rang 3 (car la machine fictive secondaire peut alors contribuer au couple) que pour une machine à FEM sinusoïdale, pour des amplitudes de fondamentale de FEM égales. Ça peut être aussi le cas en haute vitesse selon la stratégie de commande qui est appliquée, comme le met en évidence la référence [75], qui traite par une commande prédictive, le comportement d'une machine à 5-phases vis-à-vis des contraintes en courant et en tension.

Le problème d'optimisation se résume alors comme suit :

- Fonction objectif : $C_{em} = \sqrt{\frac{5}{2}} p (\phi_1 i_{q1} + 3\phi_3 i_{q3})$
- Variables d'optimisation : $\{i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}\}$
- Contraintes : $-\mathbf{I}_{\max} \leq \{i_a, i_b, i_c, i_d, i_e\} \leq \mathbf{I}_{\max}$ et $-\mathbf{V}_{\max} \leq \{v_a, v_b, v_c, v_d, v_e\} \leq \mathbf{V}_{\max}$

Il est à noter qu'en plus des contraintes en courant et en tension du convertisseur, une contrainte sur le mode de connexion peut être ajoutée. En effet, pour une connexion des enroulements en étoile, la somme des courants doit être nulle (convertisseur à cinq bras), alors que ce n'est pas le cas pour un convertisseur en ponts en « H » séparés ou avec neutre relié.

Les Figure 25, Figure 26, Figure 27, Figure 28, Figure 29 et Figure 30 sont obtenues grâce à une étude théorique d'une MSAP pentaphasée disponible au laboratoire L2EP et dont les caractéristiques sont reportées sur la Table 5. La valeur de tension du bus DC a été choisie à 30 V pour éviter d'avoir des vitesses trop élevées en mode de défluxage.

Table 5 : Paramètres électriques de l'ensemble convertisseur-machine

Paramètres électriques	Valeurs
Résistance statorique	$R_s = 9,1 \text{ m}\Omega$
Inductance propre d'une phase	$L = 0,09 \text{ mH}$
Mutuelle inductance entre les phases a et b	$M1 = 0,02 \text{ mH}$
Mutuelle inductance entre les phases a et c	$M2 = -0,01 \text{ mH}$
$L_{d1} = L_{q1}$	$0,12 \text{ mH}$
$L_{d3} = L_{q3}$	$0,04 \text{ mH}$
Fondamental du flux magnétique ϕ_1	$19,4 \text{ mWb}$
Nombre de paires de pôles	$p = 7$
Tension du bus DC	$V_{DC} = 30V$
Amplitude maximale du courant	$I_{max} = 60 \text{ A}$

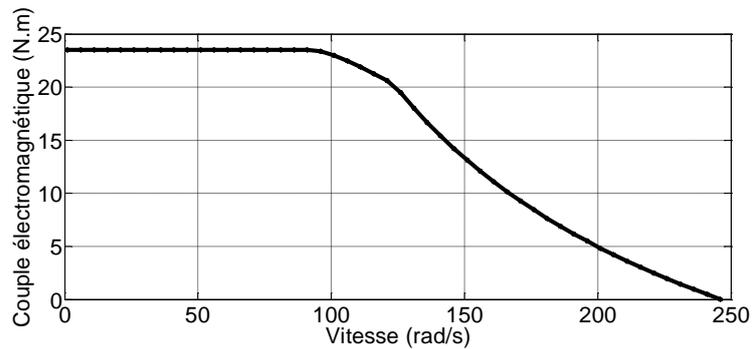


Figure 25: Caractéristique couple-vitesse théorique d'une MSAP pentaphasée sans harmonique 3 de FEM mais avec contrôle des courants dans la base dq_3

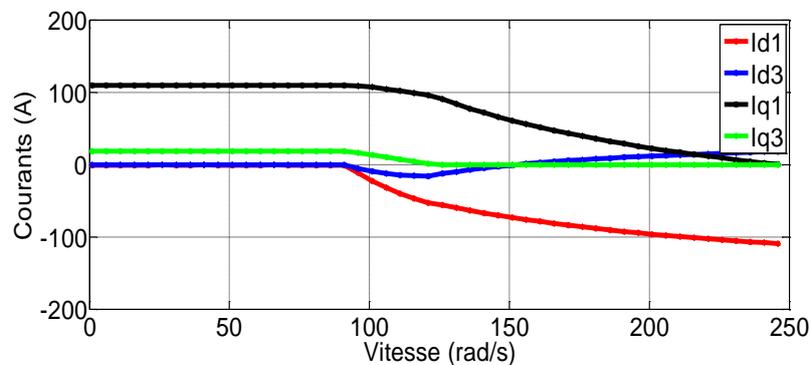


Figure 26: Courants théoriques dans les bases dq d'une MSAP pentaphasée sans harmonique 3 de FEM mais avec contrôle des courants dans la base dq_3

Dans le cas d'une MSAP pentaphasée ne disposant pas d'harmonique de rang 3 de FEM (tel que c'est le cas pour la machine étudiée), il n'est pas envisageable de produire un couple électromagnétique à partir de la machine fictive secondaire. Néanmoins, pour une contrainte en courant liée à l'amplitude maximale (et non pas la valeur efficace), il est envisageable d'injecter un courant dans la base dq-3 (harmonique 3 du courant de phase) de manière à réduire la valeur maximale du courant instantané, et permettre ainsi à la machine fictive primaire d'avoir un courant i_{q1} plus important et de fournir plus de couple. Ce cas est présenté aux Figure 25 et Figure 26.

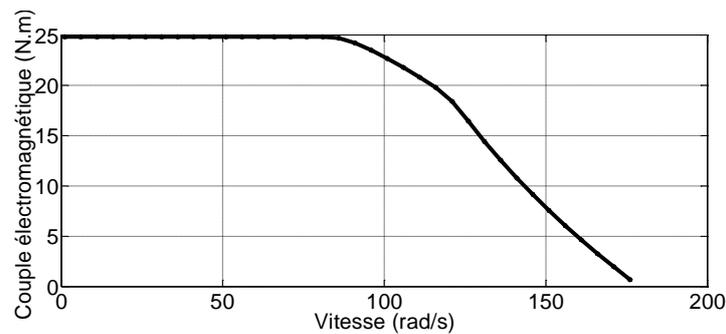


Figure 27:Caractéristique couple-vitesse théorique d'une MSAP pentaphasée avec harmonique 3 de FEM et avec possibilité de contrôler les courants dans la base dq-3

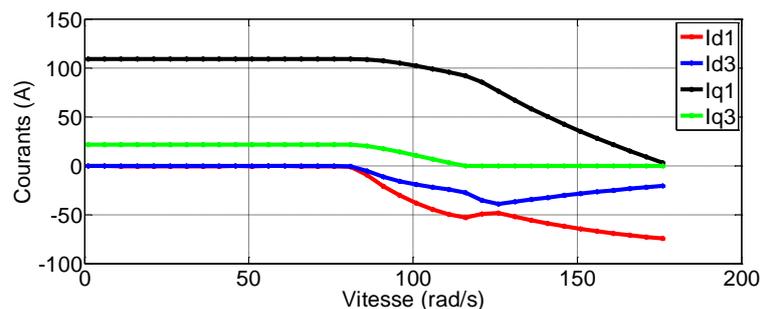


Figure 28:Courants théoriques dans les bases dq d'une MSAP pentaphasée avec harmonique 3 de FEM et avec contrôle des courants dans la base dq-3

Dans le cas où il est considéré que la machine dispose d'un harmonique de rang 3 de la force électromotrice d'environ 10% du fondamental, l'augmentation du couple électromagnétique est envisageable dans la mesure où les deux machines fictives capables d'en produire. Le couple de la machine secondaire est alors lié au courant i_{q3} . Ce cas est présenté aux Figure 27 et Figure 28.

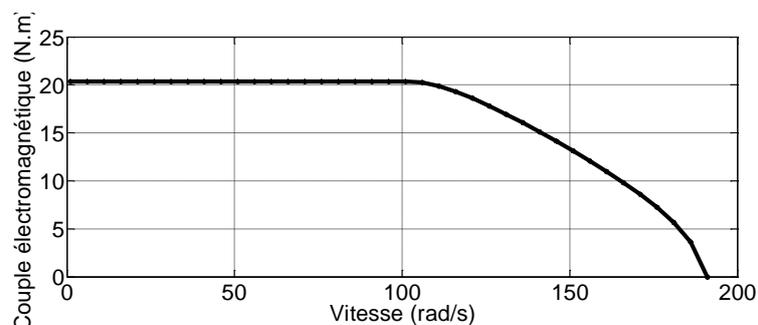


Figure 29:Caractéristique couple-vitesse théorique d'une MSAP pentaphasée sans harmonique 3 de FEM et sans possibilité de contrôler les courants dans la base dq-3

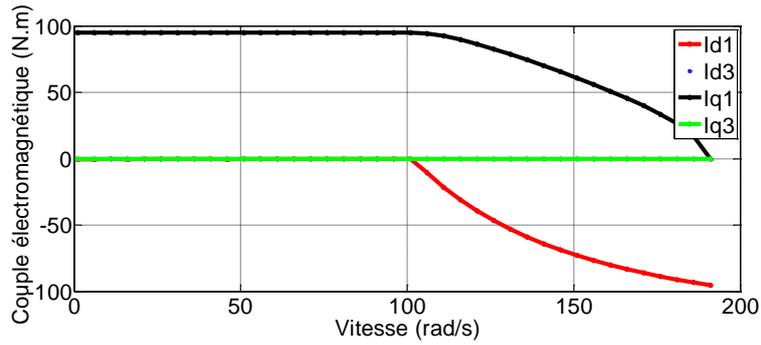


Figure 30: Courants théoriques dans les bases dq d'une MSAP pentaphasée sans harmonique 3 de FEM et sans possibilité de contrôler les courants dans la base dq-3

Dans le cas où la machine ne dispose pas d'harmonique de rang 3 de force électromotrice, et qu'on n'injecte pas de courant dans la base d_3q_3 ($i_{d3ref} = i_{q3ref} = 0$), le couple n'est produit que par l'action de la machine fictive principale et les courants de phases sont purement sinusoïdaux. Ce qui explique que le couple est moins important que pour les deux cas précédents.

L'analyse des Figure 25 à montre une plage de vitesse pour laquelle le couple reste constant et maximal. Mais à partir d'une certaine vitesse nommée vitesse de base, le couple décroît dû au fait que la contrainte en tension est atteinte. Les courants doivent alors être contrôlés de façon à faire du défluxage (orientation du flux de réaction d'induit de façon à réduire le flux dans l'entrefer) qui se traduit par une injection de courant négatifs dans les axes directs dans les machines fictives, et la contrainte en courant impose que les courants i_{q1} et i_{q3} décroissent de façon à ce que le module du courant global soit inférieur à la valeur imposée.

Il est alors évident que les paramètres de conception de la machine peuvent jouer un rôle important dans la caractéristique couple-vitesse de la machine, notamment la topologie des aimants (qui agit sur amplitude du flux fondamental et du flux d'harmonique 3) et la topologie de bobinage. En effet le bobinage agit à la fois comme un filtre sur le flux des aimants (permettant par exemple de filtrer certains harmoniques du flux des aimants) et également sur les valeurs des inductances des différentes machines fictives et donc sur les capacités de défluxage.

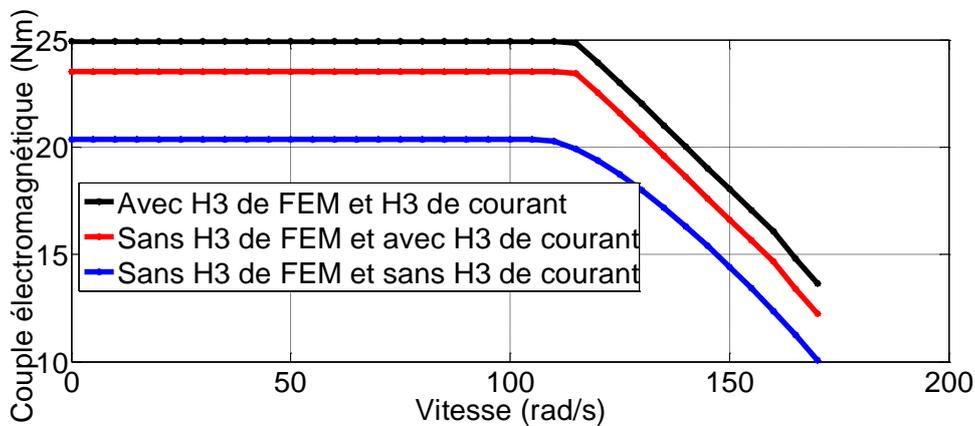


Figure 31: Comparaison des caractéristiques couple-vitesse théoriques en mode sain

La superposition des caractéristiques couple-vitesse des trois modes de fonctionnement, présenté à la Figure 31, montre l'avantage de l'exploitation de l'harmonique de rang 3 en basse vitesse.

Il est ainsi possible de définir une stratégie de commande optimale en vitesse variable d'une MSAP pentaphasée en mode sain. Mais, dans le complexe applicatif lié à des cahiers des charges hydroliens, où les sites ne sont pas toujours accessibles pour des opérations de maintenance, il est important de définir des stratégies de commande qui prendront en compte les modes dégradés en vitesse variable.

III-2-3-Stratégies de commande en modes dégradés

La machine étant conçue pour fonctionner en mode normal, il est néanmoins important de prévoir son fonctionnement en mode dégradé comme dit auparavant. A ce titre, la machine doit être capable de fonctionner en mode dégradé de façon relativement satisfaisante. Parmi les défauts les plus fréquents on s'intéresse à ceux liés à l'ouverture de phases [2, 33, 77, 78].

La solution consiste à calculer de nouvelles valeurs de courant après un défaut, qui seront capable de garder le couple constant et maximal, en vitesse variable.

Les stratégies de commande basées sur les courants optimaux [57, 60] sont difficilement applicables en vitesse variable et en particulier en survitesse, où les contraintes en courant et en tension sont tenues d'être respectées. C'est pour cette raison qu'il faut introduire des contraintes sur ces grandeurs afin de gérer au mieux les modes dégradés en vitesse variable. La solution adoptée est de garder constants les couples produits par les deux machines diphasées en régime permanent et de pouvoir faire du défluxage en contrôlant à la fois les courants dans les axes d et q dans les deux machines fictives diphasées. Si un convertisseur à cinq « bras » comme sur la Figure 32 est utilisé, il n'est alors pas possible de contrôler comme constants en régime permanent, en cas de défaut les courants dans les bases $(dq)_1$ et $(dq)_3$. Une solution consiste alors à concevoir la machine pour ne pas avoir d'harmonique de rang 3 de FEM afin de permettre de permettre aux courants de la machine fictive secondaire de varier dans le temps, sans produire un couple électromagnétique ondulatoire. On contrôle alors comme constants les courants dans la base $(dq)_1$.

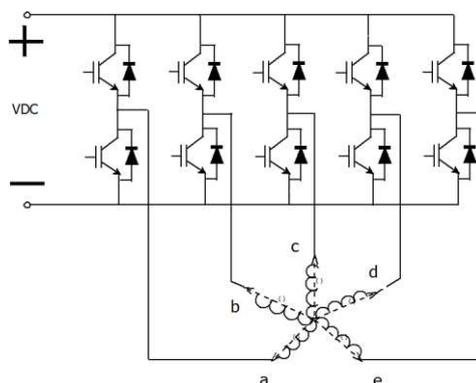


Figure 32: Ensemble convertisseur à 5 bras - MSAP pentaphasée.

Si la FEM contient un harmonique de rang 3 une solution est de contrôler les courants dans les deux machines fictives afin de garantir un couple électromagnétique constant (équations

(2.41), (2.42) et (2.43)). Pour cela, il faudrait dégager un degré de liberté supplémentaire. On peut alors libérer le courant homopolaire en associant à la machine un convertisseur en ponts en « H » comme sur la Figure 33 ou alors utiliser un convertisseur à bras en ajoutant un sixième bras qui permet de contrôler le courant de neutre.

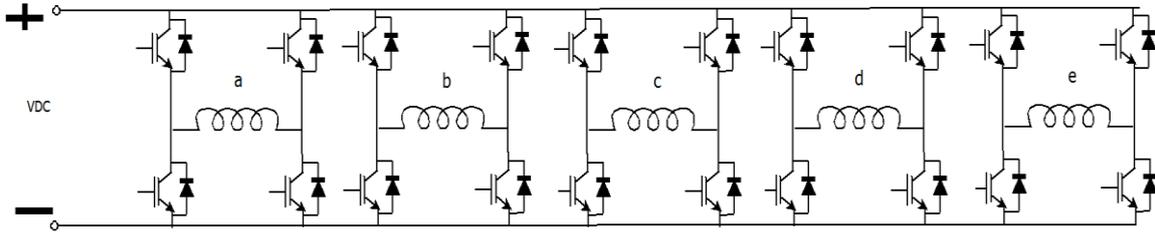


Figure 33:Ensemble convertisseur en pont en "H" - MSAP pentaphasée.

III-2-3-1-Stratégie de commande en modes dégradés d'une MSAP pentaphasée associée à un convertisseur à 5 « bras »

III-2-3-1-1-Mode une phase en défaut

La FEM est considérée comme sinusoïdale (absence d'harmonique 3), les courants i_{q3} ne contribuent donc pas à la production de couple. Un couple constant est obtenu en contrôlant les courants dans le premier sous-système (les références pour i_{d1} et i_{q1} sont des **constantes** en régime permanent et sont les paramètres qui définissent le contrôle du couple à chaque point de fonctionnement). Compte tenu de la transformation définie par l'équation (2.44), les courants i_{d1} et i_{q1} en mode sain peuvent être écrits comme suit [79]:

$$i_{d1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \left(i_a \cos \theta + i_b \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{5} \right) + i_c \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{5} \right) + i_d \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{5} \right) + i_e \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{5} \right) \right) \quad (2.48)$$

$$i_{q1} = -\sqrt{\frac{2}{5}} \left(i_a \sin \theta + i_b \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{5} \right) + i_c \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{5} \right) + i_d \sin \left(\theta + \frac{4\pi}{5} \right) + i_e \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{5} \right) \right) \quad (2.49)$$

En mode dégradé de type « ouverture de phase », l'objectif est de maximiser le couple électromagnétique pour chaque vitesse de rotation, en tenant compte des contraintes en tension et en courant. Si une phase (phase « a » par exemple) est déconnectée, le courant correspondant est annulé. Dans ce cas, les références actuelles des autres phases doivent être modifiées (les nouveaux courants sont écrits, i'_b, i'_c, i'_d et i'_e) afin de pouvoir maintenir les valeurs de référence de i_{q1} et i_{d1} comme des constantes. Les équations (2.48) et (2.49) deviennent alors :

$$i'_{d1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \left(i'_b \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{5} \right) + i'_c \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{5} \right) + i'_d \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{5} \right) + i'_e \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{5} \right) \right) \quad (2.50)$$

$$i'_{q1} = -\sqrt{\frac{2}{5}} \left(i'_b \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{5} \right) + i'_c \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{5} \right) + i'_d \sin \left(\theta + \frac{4\pi}{5} \right) + i'_e \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{5} \right) \right) \quad (2.51)$$

Les nouveaux courants doivent respecter également la contrainte sur la nullité du courant homopolaire comme l'indique l'équation(2.52), si la machine est connectée en étoile comme sur la Figure 32. Cela se traduit par l'équation (2.52).

$$i'_b + i'_c + i'_d + i'_e = 0 \quad (2.52)$$

Ceci conduit donc à un système de trois équations à quatre inconnus (i'_b, i'_c, i'_d et i'_e). Si une nouvelle équation est ajoutée, une solution unique peut être obtenue permettant de connaître les expressions analytiques des courants dans les phases saines pour chaque valeur de i_{d1} et i_{q1} . Comme dans [79, 80], on impose que tous les courants aient la même amplitude, dans le but d'équilibrer la puissance dans les phases saines. Dans ce cas, les courants de phase peuvent être déterminés à partir de i'_{d1} et i'_{q1} comme exprimé dans les équations (2.53), (2.54), (2.55) et (2.56).

$$i'_b = \sqrt{\frac{5}{8}} \left[\frac{i'_{d1} \cos(\theta) - i'_{q1} \sin(\theta)}{\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right)} + \frac{i'_{d1} \sin(\theta) + i'_{q1} \cos(\theta)}{\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) + \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right)} \right] \quad (2.53)$$

$$i'_c = \sqrt{\frac{5}{8}} \left[\frac{i'_{d1} \sin(\theta) + i'_{q1} \cos(\theta)}{\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) + \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right)} - \frac{i'_{d1} \cos(\theta) - i'_{q1} \sin(\theta)}{\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right)} \right] \quad (2.54)$$

$$i'_d = \sqrt{\frac{5}{8}} \left[\frac{i'_{d1} \cos(\theta) - i'_{q1} \sin(\theta)}{\cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)} - \frac{i'_{d1} \sin(\theta) + i'_{q1} \cos(\theta)}{\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) + \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right)} \right] \quad (2.55)$$

$$i'_e = \sqrt{\frac{5}{8}} \left[\frac{i'_{d1} \cos(\theta) - i'_{q1} \sin(\theta)}{\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right)} - \frac{i'_{d1} \sin(\theta) + i'_{q1} \cos(\theta)}{\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) + \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right)} \right] \quad (2.56)$$

Ces expressions de courants considèrent que la phase en défaut est la phase « a », mais elles peuvent être adaptées pour toute autre phase en défaut (b, c, d ou e). Comme pour le mode sain, le couple maximal en fonction de la vitesse est déterminé en résolvant un problème d'optimisation non linéaire pour chaque valeur de la vitesse de rotation. Comme dans le cas sain, les variables d'optimisation sont i_{d1} et i_{q1} . La fonction objective à maximiser est le couple électromagnétique (i_{d3} et i_{q3} ne contribuent pas au couple). Ainsi le problème d'optimisation se résume comme suit :

- Les variables d'optimisations sont les suivantes : i_{d1} et i_{q1}
- La fonction objectif est:

$$C_{em1} = p \left(\sqrt{\frac{5}{2}} \Phi_1 i'_{q1} \right) \quad (2.57)$$

- Les contraintes en courant et en tension :

$$-I_{\max} \leq \{i'_b, i'_c, i'_d, i'_e\} \leq I_{\max} \quad (2.58)$$

$$|v'_b| = \left| \left(R_s i'_b + L \frac{di'_b}{dt} + M_1 \frac{d(i'_c)}{dt} + M_2 \frac{d(i'_d + i'_e)}{dt} + e_b \right) \right| \leq V_{\max} \quad (2.59)$$

$$|v'_c| = \left| \left(R_s i'_c + L \frac{di'_c}{dt} + M_1 \frac{d(i'_b + i'_d)}{dt} + M_2 \frac{d(i'_e)}{dt} + e_c \right) \right| \leq V_{\max} \quad (2.60)$$

$$|v'_d| = \left| \left(R_s i'_d + L \frac{di'_d}{dt} + M_1 \frac{d(i'_c + i'_e)}{dt} + M_2 \frac{d(i'_b)}{dt} + e_d \right) \right| \leq V_{\max} \quad (2.61)$$

$$|v'_e| = \left| \left(R_s i'_e + L \frac{di'_e}{dt} + M_1 \frac{d(i'_d)}{dt} + M_2 \frac{d(i'_b + i'_c)}{dt} + e_e \right) \right| \leq V_{\max} \quad (2.62)$$

La résolution de ce problème d'optimisation permet de déterminer la caractéristique couple-vitesse et les courants de références correspondants.

III-2-3-1-2-Mode deux phases adjacentes en défaut

Dans le cas où deux phases adjacentes sont en défaut, les phases « a » et « b » par exemple, les expressions des courants dans les phases saines (i''_c, i''_d, i''_e) doivent vérifier les équations suivantes :

$$i''_{d1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \left(i''_c \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) + i''_d \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) + i''_e \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \right) \quad (2.63)$$

$$i''_{q1} = -\sqrt{\frac{2}{5}} \left(i''_c \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) + i''_d \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) + i''_e \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \right) \quad (2.64)$$

La MSAP étant connectée en étoile, la somme des courants dans les phases saines doit être nulle. Cette contrainte est traduite par l'équation (2.65):

$$i''_c + i''_d + i''_e = 0 \quad (2.65)$$

La résolution des équations(2.63), (2.64) et (2.65), correspond à celle d'un système de trois équations à trois inconnus et conduit à une solution unique qui permet d'exprimer les courants dans les phases saines par les équations :

$$i''_c = \sqrt{\frac{5}{8}} \left[\frac{i''_{d1} \left[\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) - \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) \right] + i''_{q1} \left[\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) - \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) \right]}{\left(\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \right) \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right)} \right] \quad (2.66)$$

$$i''_d = \sqrt{\frac{5}{8}} \left[\frac{i''_{d1} \left[\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) - \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \right] + i''_{q1} \left[\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) - \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \right]}{\left(\cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \right) \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right)} \right] \quad (2.67)$$

$$i''_e = \sqrt{\frac{5}{2}} \left[\frac{i''_{d1} \cos\theta - i''_{q1} \sin\theta}{\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right)} \right] \quad (2.68)$$

Ces expressions prennent en compte le fait que les deux phases en défaut sont les phases « a » et « b ». Mais elles peuvent être adaptées selon les deux phases adjacentes en défaut.

Les contraintes en courant et en tension liées au convertisseur exprimées par les équations (2.69) à (2.72), doivent être respectées de la même manière que le cas précédent. C'est la raison pour laquelle un processus d'optimisation similaire est utilisé pour chaque vitesse de rotation, avec la même fonction objectif et les mêmes contraintes que pour le mode sain et le mode de phase ouverte.

$$-I_{\max} \leq \{i''_c, i''_d, i''_e\} \leq I_{\max} \quad (2.69)$$

$$|v''_c| = \left| \left(R_s i''_c + L \frac{di''_c}{dt} + M_1 \frac{di''_d}{dt} + M_2 \frac{di''_e}{dt} + e_c \right) \right| \leq V_{\max} \quad (2.70)$$

$$|v''_d| = \left| \left(R_s i''_d + L \frac{di''_d}{dt} + M_1 \frac{d(i''_c + i''_e)}{dt} + e_d \right) \right| \leq V_{\max} \quad (2.71)$$

$$|v''_e| = \left| \left(R_s i''_e + L \frac{di''_e}{dt} + M_1 \frac{di''_d}{dt} + M_2 \frac{di''_c}{dt} + e_e \right) \right| \leq V_{\max} \quad (2.72)$$

III-2-3-1-3-Mode deux phases non-adjacentes en défaut

Dans le cas où les deux phases en défaut ne sont pas adjacentes, les phases « a » et « c » par exemple, les courants dans les phases saines doivent vérifier les équations(2.73) et (2.74) :

$$i''_{d1} = \sqrt{\frac{5}{2}} \left(i''_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) + i''_d \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) + i''_e \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \right) \quad (2.73)$$

$$i''_{q1} = -\sqrt{\frac{5}{2}} \left(i''_b \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) + i''_d \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) + i''_e \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \right) \quad (2.74)$$

Comme dans le cas précédent, la somme des courants dans les phases saines doit être nulle (équation(2.65)). Cette équation supplémentaire permet comme dans le cas précédent de déterminer une solution unique, pour les courants de phase. Cette méthode peut être adaptée à une autre configuration où deux phases non-adjacentes sont en défaut.

$$i_b'' = \sqrt{\frac{5}{8}} \left[\frac{i_{d1}'' \left[\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) - \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \right] + i_{q1}'' \left[\cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) - \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \right]}{\left(\cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \right) \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right)} \right] \quad (2.75)$$

$$i_d'' = \sqrt{\frac{5}{2}} \left[\frac{i_{d1}'' \cos(\theta) - i_{q1}'' \sin(\theta)}{\cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)} \right] \quad (2.76)$$

$$i_e'' = \sqrt{\frac{5}{8}} \left[\frac{i_{d1}'' \left[\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) - \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) \right] + i_{q1}'' \left[\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) - \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) \right]}{\left(\cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \right) \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right)} \right] \quad (2.77)$$

De la même manière que pour le cas précédent, un problème d'optimisation avec la même fonction objectif est résolu pour chaque vitesse afin de déterminer la caractéristique couple-vitesse maximale. Les contraintes en tension et courant sont définies comme suit :

$$-I_{\max} \leq \{i_b'', i_d'', i_e''\} \leq I_{\max} \quad (2.78)$$

$$|v_b''| = \left| \left(R_s i_b'' + L \frac{di_b''}{dt} + M_2 \frac{d(i_d'' + i_e'')}{dt} + e_b \right) \right| \leq V_{\max} \quad (2.79)$$

$$|v_d''| = \left| \left(R_s i_d'' + L \frac{di_d''}{dt} + M_1 \frac{di_e''}{dt} + M_2 \frac{di_b''}{dt} + e_d \right) \right| \leq V_{\max} \quad (2.80)$$

$$|v_e''| = \left| \left(R_s i_e'' + L \frac{di_e''}{dt} + M_1 \frac{di_d''}{dt} + M_2 \frac{di_b''}{dt} + e_e \right) \right| \leq V_{\max} \quad (2.81)$$

III-2-3-1-4-Analyse des courants dans la machine fictive secondaire

L'algorithme de contrôle proposé ci-dessus est valable uniquement pour des MSAP pentaphasées à FEM sinusoïdales. Cela signifie que le couple de la machine est produit uniquement par le terme i_{q1} et l'opération de défluxage est réalisé en utilisant uniquement i_{d1} et i_{q1} . Cela signifie que seul le 1er harmonique du champ tournant est contrôlé (i_{d1} et i_{q1} sont constants en régime permanent). Dans ce cas, seules les deux premières lignes de la matrice de Park sont utilisées. Cependant, l'objectif final est non seulement de considérer les valeurs des courants i_{d1} et i_{q1} mais aussi de contrôler les courants de phase afin de satisfaire les contraintes liées à la tension et au courant. Dans le cas d'un défaut avec une phase ouverte, 4 courants doivent être déterminés. C'est pourquoi deux critères supplémentaires

sont utilisés (ces critères sont liés à la connexion en étoile et à l'égalité des amplitudes des courants de toutes les phases) afin de pouvoir déterminer les expressions analytiques des courants de phase rapportés dans les équations(2.53), (2.54), (2.55) et (2.56). Il convient de souligner que les courants (i_{d3} et i_{q3}) ne sont alors qu'une "conséquence" dans la mesure où ils sont déterminés en utilisant la transformation de Park des courants de phase obtenus à partir de l'optimisation des courants i_{d1} et i_{q1} . Il peut être conclu que i_{d3} et i_{q3} n'ont pas d'impact sur le couple de la machine, ils doivent cependant être contrôlés de manière efficace afin de satisfaire la contrainte et les valeurs maximales de tension et de courant liées à l'ensemble convertisseur-machine.

III-2-3-1-5-Interprétation des résultats théoriques (simulation)

Les optimisations ont été réalisées grâce à l'environnement MATLAB en utilisant la fonction Fmincon. L'objectif de ces processus d'optimisation est de déterminer les caractéristiques de couple maximum de l'ensemble convertisseur-machine pour les problèmes décrits précédemment pour chaque mode (mode sain et modes dégradés). Les processus d'optimisation permettent de calculer les courants i_{d1} et i_{q1} de références, le couple correspondant et la puissance pour chaque vitesse de rotation et pour chaque mode de fonctionnement.

Les courants i_{d3} et i_{q3} ne sont pas constants en mode de défaut, ils sont déduits à partir de la connaissance de i_{d1} et i_{q1} . Ces références actuelles peuvent être stockées dans des « Look-up tables » et utilisés dans le système de contrôle représenté par la Figure 34. Les paramètres de la machine utilisés dans la simulation et l'expérimentation sont ceux rapportés dans la Table 5.

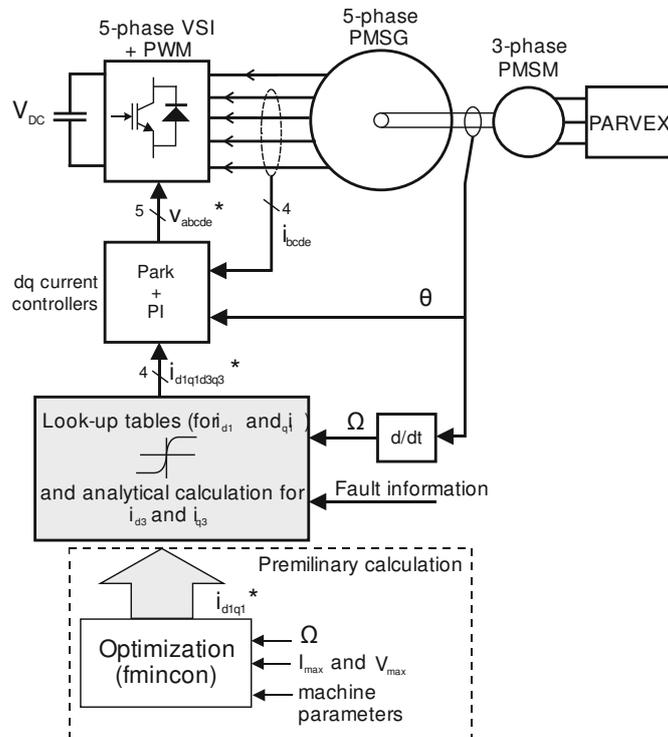


Figure 34: Schéma de contrôle en mode sain et en modes dégradés d'une MSAP pentaphasée

Les Figure 35 et Figure 36 représentent le couple maximal et la puissance maximale correspondante en fonction de la vitesse de rotation pour les cas étudiés. Les résultats ont été obtenus avec les paramètres de la machine considérée (Table 5), une tension de bus DC $V_{DC} = 30V$ et une contrainte en courant imposée à $I_{max} = 60A$. Ces paramètres correspondent à un banc d'essai expérimental situé dans le laboratoire L2EP, développé pour des applications de véhicules hybrides basse tension. Il s'agit d'un banc composé d'une MSAP pentaphasée de faible puissance et basse tension pour une application automobile. La faible valeur de contrainte en tension permet de réduire la plage de vitesse de fonctionnement en permettant d'atteindre le point de base plus rapidement, et fonctionner en défluxage sans atteindre des vitesses trop élevées. Ce qui permet de limiter la dynamique des courants i_{d3} et i_{q3} , facilitant ainsi leur contrôle.

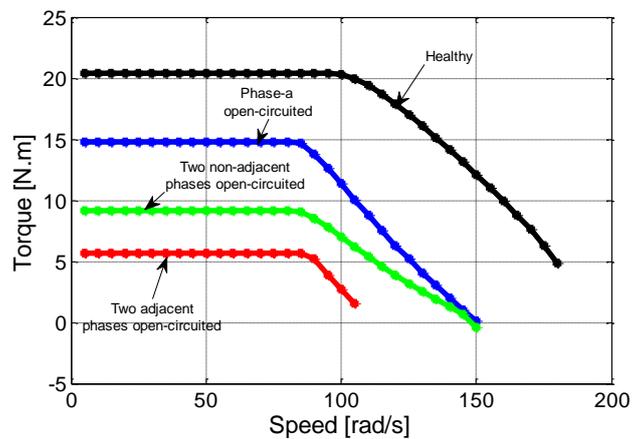


Figure 35: Caractéristiques couple-vitesse théorique en mode sain et en modes dégradés.

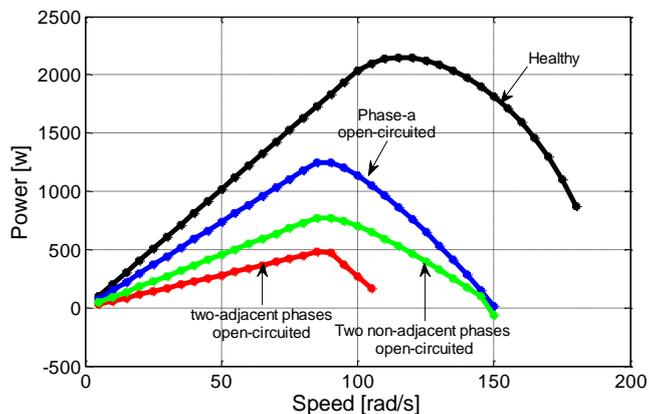


Figure 36:Caractéristiques puissance-vitesse théorique en mode sain et en modes dégradés.

Une valeur de couple maximal est atteinte à basse vitesse, jusqu'à la vitesse de base. Au-delà de la vitesse de base, la tension maximale imposée par le bus DC est atteinte et la stratégie de commande par défluxage commence à partir de cette vitesse, afin de pouvoir satisfaire la contrainte liée à la tension. Cette stratégie de commande est appliquée en mode sain et en modes dégradés. La caractéristique couple-vitesse ainsi obtenue est fortement liée aux paramètres électriques de la machine (valeurs d'inductances et forme d'onde des FEM). Comme mentionné précédemment, la forme d'onde de la FEM de la MSAP est considérée comme parfaitement sinusoïdale. Par conséquent, le couple est produit

uniquement par les courants dans la base (dq)₋₁. Cependant, les courants dans la base dq ₋₃ sont non nuls et variables en modes dégradés (en mode sain, ces courants sont fixés à des valeurs nulles).

A titre d'exemple, la Figure 37 montre les formes d'onde des courants dans la base dq ₋₃ en mode dégradé de type 2 phases adjacentes en défaut. Pour chaque vitesse, ces courants sont variables et comme mentionné précédemment, et ne contribuent pas au couple électromagnétique. Le contrôle des courants i_{d3} et i_{q3} peut être plus difficile à des vitesses élevées, où la fréquence électrique du signal devient élevée, augmentant ainsi leur dynamique. Dans ce cas, des correcteurs plus efficaces et adaptés à des dynamiques rapides seront nécessaires. Par exemple les correcteurs à hystérésis, des correcteurs avec mode glissant ou encore des correcteurs à résonance pourraient être utilisés.

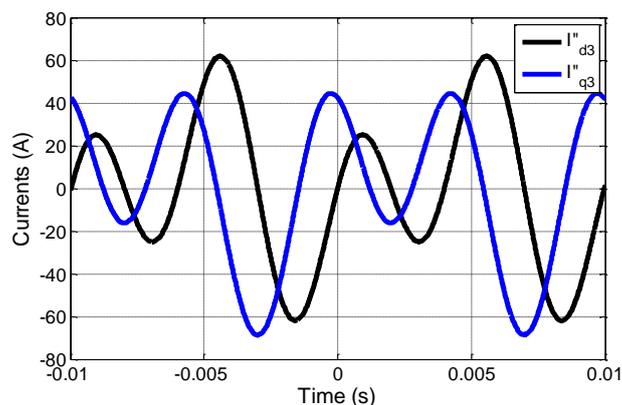


Figure 37: Courants théoriques dans la base dq ₋₃ en mode dégradé 2 phases adjacentes en défaut à 857 tr/min.

III-2-3-1-6-Essais expérimentaux de la stratégie de commande d'une MSAP pentaphasée associée à un convertisseur à « bras »

Des essais expérimentaux ont été réalisés afin de valider la stratégie de commande proposée. La Figure 38 donne les détails du banc d'essai. La machine expérimentale pentaphasée est couplée sur le même arbre qu'avec une MSAP industrielle triphasée de 5 kW pilotée par un variateur de vitesse industriel ("Parvex"). Ce variateur permet de contrôler la vitesse des deux machines. Pour la validation expérimentale, la machine triphasée est utilisée en mode moteur et la machine pentaphasée en génératrice, associée à un convertisseur à IGBT à 5 « bras ». Ce convertisseur est piloté par un système de contrôle temps réel de type dSPACE1005, avec une fréquence de commutation fixée à 10 kHz. Les références de courants sont calculées de manière préliminaire par le procédé décrit dans les sections III-2-2 et III-2-3. Les valeurs des courants dans les bases fictives, dépendant de la valeur de la vitesse, sont stockées dans des « Look-up tables ». Une carte d'interface d'entrée/sortie est utilisée pour l'acquisition de données (mesure des courants) et pour délivrer les signaux de commande pour le pilotage des IGBT (MLI).

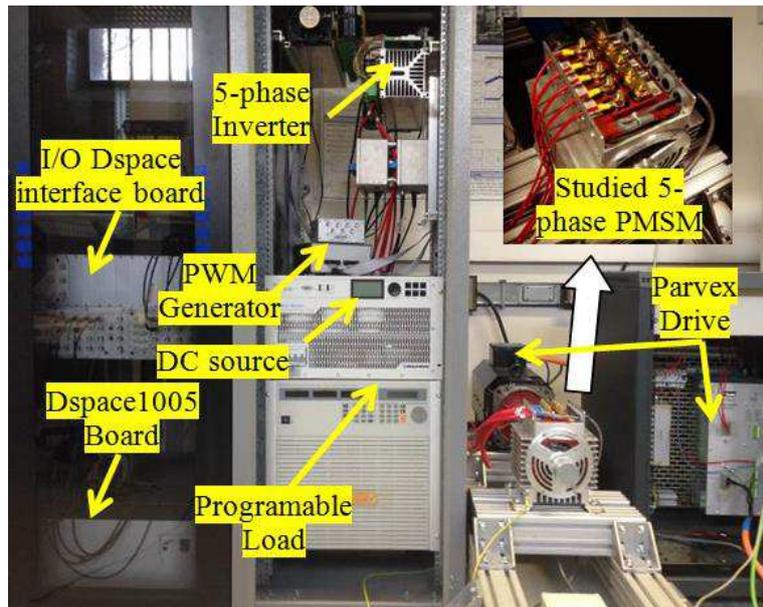


Figure 38: Banc d'essai expérimental du L2EP.

La source DC alimentant la MSAP n'étant pas réversible, une charge électrique programmable est connectée en parallèle avec le bus DC afin de pouvoir dissiper l'énergie fournie par la machine pentaphasée et maintenir ainsi la tension du bus DC à une valeur constante. Les défauts d'ouverture de phases sont créés en débranchant directement les phases. Les Figure 39 et Figure 40 donnent les résultats expérimentaux des caractéristiques couple-vitesse et puissance-vitesse atteintes en modes sain et dégradés. Ces résultats sont en parfait accord avec les résultats théoriques des Figure 35 et Figure 36.

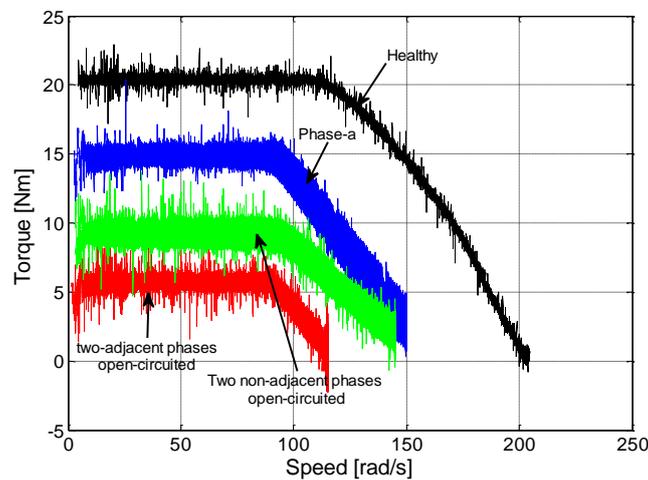


Figure 39: Résultats expérimentaux pour les caractéristiques couple-vitesse de la MSAP pentaphasée.

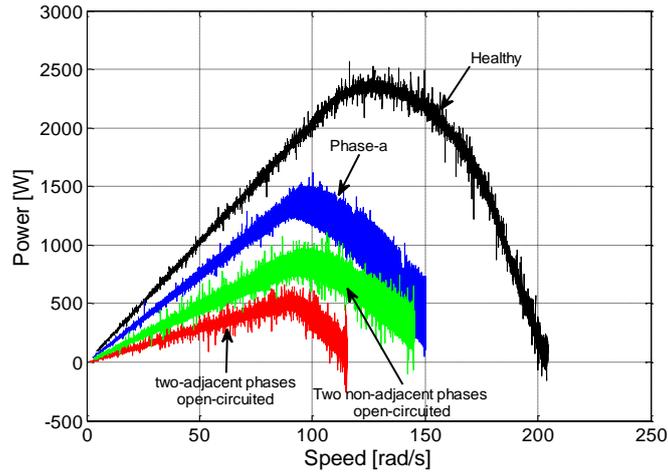


Figure 40: Résultats expérimentaux pour les caractéristiques puissance-vitesse de la MSAP pentaphasée.

Les Figure 41, Figure 42, Figure 43 et Figure 44 montrent l'évolution des courants dans la base dq_1 en fonction de la vitesse. Ces résultats qui correspondent à la stratégie de contrôle présentée précédemment pour chaque mode sont en accord avec les résultats de simulation.

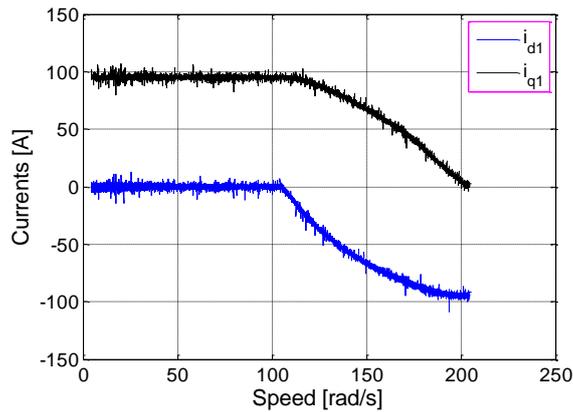


Figure 41: Courants dans la base $(dq)_1$ en fonction de la vitesse, en mode sain.

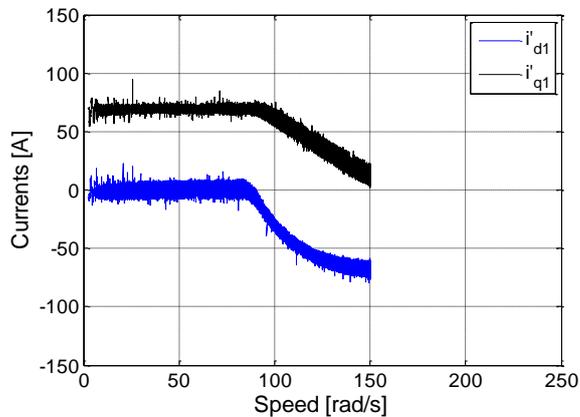


Figure 42: Courants dans la base $(dq)_1$ en fonction de la vitesse, en mode 1 phase en défaut.

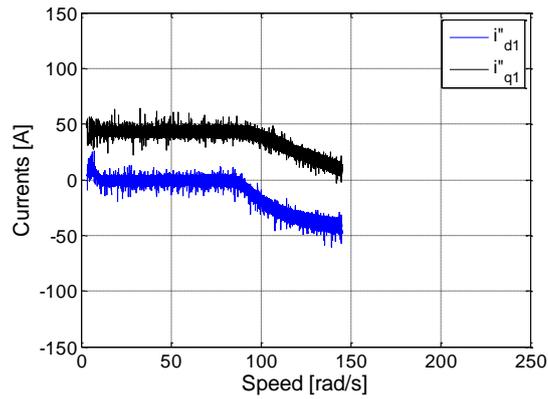


Figure 43: Courants dans la base (dq)-1 en fonction de la vitesse, en mode 2 phases non adjacentes en défaut.

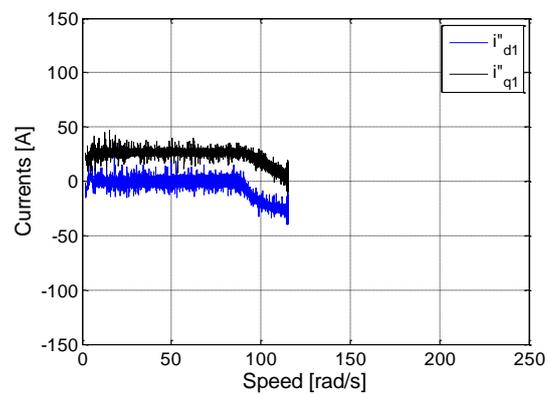


Figure 44: Courants dans la base dq-1 en fonction de la vitesse, en mode 2 phases adjacentes en défaut.

A basse vitesse la composante i_{q1} atteint sa valeur maximale (et donc le couple électromagnétique également), et ceci pour chaque mode de fonctionnement (mode sain ou dégradés). La tension maximale imposée par le bus DC est atteinte à partir de la vitesse de base. Au-delà de cette vitesse, l'opération de défluxage commence en contrôlant une valeur négative de la composante i_{d1} , et, du fait qu'une contrainte en courant liée au convertisseur est imposée, cette opération de défluxage conduit à une diminution de la composante i_{q1} , et par conséquent, une réduction du couple.

Les valeurs de couple obtenues en modes dégradés sont inférieures à celles obtenues en mode sain en raison de la perte d'une partie de puissance liée aux phases ouvertes. Pour la machine et la configuration étudiée le couple maximal (20 N.m) est obtenu en mode sain. A partir du moment où une phase est en défaut, environ 25% de la puissance (ou du couple) est perdue à basse vitesse, si deux phases non adjacentes sont en défaut, le couple maximum obtenu est d'environ 9 Nm (moins de la moitié du couple en mode sain), puis, si les deux phases sont adjacentes, la valeur du couple à basse vitesse est d'environ 5,5 Nm (environ un quart le couple en mode sain). Il peut également être observé que la plage de vitesse de fonctionnement est réduite en modes dégradés. La vitesse maximale atteignable en mode sain est d'environ 200 rad/s. Cette vitesse maximale est de 150 rad/s pour le mode où une phase est en défaut et d'environ 140 rad/s pour deux phases non adjacentes en défaut. La vitesse de base est seulement de 110 rad / s pour deux phases adjacentes en défaut. Ces valeurs dépendent des paramètres électriques de la machine.

La Figure 45 montre les courants de phase dans le cas particulier de deux phases non adjacentes en défaut. Cette figure montre que les courants de phase respectent la contrainte liée au courant maximum ($I_{max} = 60A$). Les courants dans la base dq_3 sont représentés sur les Figure 46 et Figure 47. Les correcteurs PI utilisés pour les essais donnent une performance suffisante. Cependant, les performances de la commande pourraient être améliorées en utilisant des contrôleurs plus adaptés à un contrôle de références à dynamiques rapides comme des correcteurs à hystérésis ou des correcteurs à mode glissant.

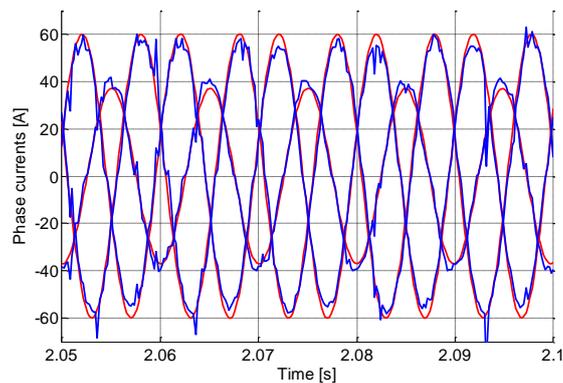


Figure 45: Résultats expérimentaux courants de phase en mode 2 phases non adjacentes à 857 tr/min.

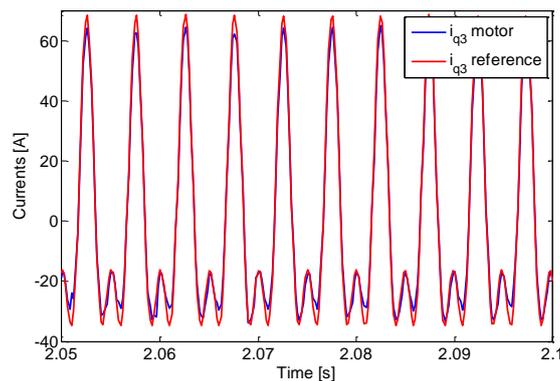


Figure 46: Résultats expérimentaux du courant i_{q3} pour le mode 2 phases non adjacentes en défaut à 857 tr/min.

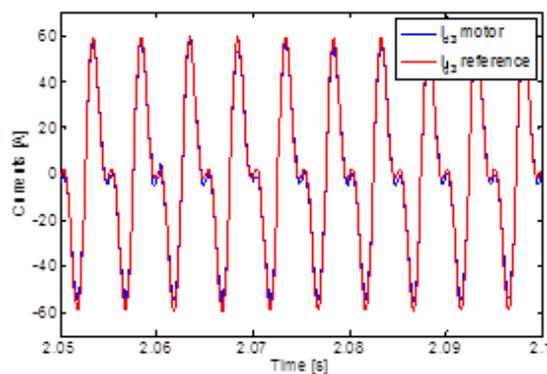


Figure 47: Résultats expérimentaux du courant i_{d3} pour le mode 2 phases non adjacentes en défaut à 857 tr/min.

Les Figure 38 et Figure 39 montrent les formes d'onde de tension de la machine en mode sain et en mode dégradé avec 2 phases non adjacentes en défaut. Ces figures montrent bien que la contrainte de tension est vérifiée ($V_{max}=V_{DC}/2=15V$). On voit un léger dépassement de la tension en mode sain qui peut être due à la performance des contrôleurs de courant en régime transitoire. Pour les autres modes dégradés, les résultats sont également satisfaisants et cohérents avec les résultats de simulation.

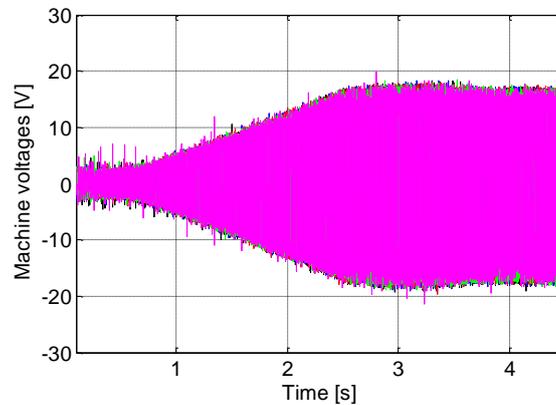


Figure 48: Evolution de l'amplitude de la tension en fonction du temps en mode sain.

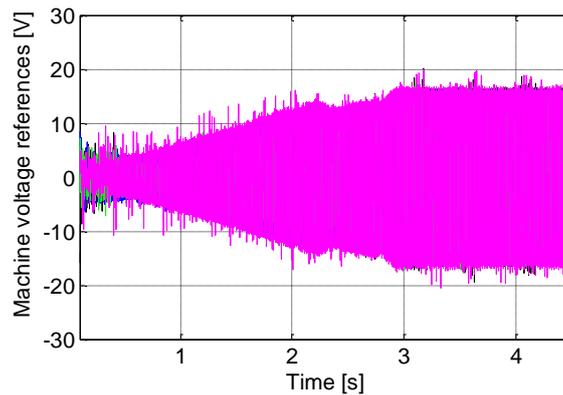


Figure 49: Evolution de l'amplitude de la tension en fonction du temps en mode 2 phases non adjacentes en défaut.

III-2-3-2-Stratégie de commande en modes dégradés d'une MSAP pentaphasée associée à un convertisseur en « pont en H »

L'application d'une stratégie qui vise à garder le couple de la machine fictive principale constant, peut engendrer des courants non nuls dans la machine fictive secondaire, qui peuvent par interaction avec l'harmonique de rang 3 de la FEM (et éventuellement l'harmonique 7) engendrer un couple pulsatoire. C'est la raison pour laquelle il est requis de minimiser l'influence de cette machine fictive afin de créer un couple avec le moins d'ondulations possible.

En effet, dans cette partie d'étude, en plus de contrôler le champ tournant principal, l'objectif sera de contrôler le champ tournant secondaire d'harmonique 3. Si une onde fondamentale est considérée, avec une injection d'harmonique de rang 3 de la force magnétomotrice, l'équation d'équilibre des courants dans les différentes phases peut être exprimée par l'équation (2.82).

$$\begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{5}{2}} \times \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos 3\theta & \sin 3\theta \\ & & -\sin 3\theta & \cos 3\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d3} \\ i_{q3} \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

Les paramètres i_{d1} et i_{d3} permettront par la suite de fonctionner en défluxage en mode survitesse en agissant de façon indépendante sur les courants des machines fictives principale et secondaire.

Ce problème conduit alors à un système de 4 équations à 4 inconnues, suffisant pour avoir une solution unique. Cependant, ce système ne considère pas l'équation d'équilibre des courants et supposerait donc que la somme des courants des phases n'est pas nulle. Si tel était le cas, on devrait prendre en compte une 5^{ème} équation et le système n'admettrait pas de solution. C'est la raison pour laquelle la commande d'une machine pentaphasée disposant d'une harmonique de rang 3 de FEM en mode dégradé (une seule phase ouverte) avec un contrôle des courants i_{d1}, i_{q1}, i_{d3} et i_{q3} , constants en régime permanent nécessite un degré de liberté supplémentaire si on veut garder un couple électromagnétique constant en régime permanent. Ceci peut se faire en permettant la circulation d'un courant homopolaire soit en prévoyant sur le convertisseur à bras un 6e « bras » sur le neutre de façon à pouvoir reconfigurer le convertisseur en cas de défaut et piloter le courant de neutre, soit en associant à chaque phase de la machine un convertisseur en « pont en H » comme sur la Figure 33, de telle sorte que les courants de phases soient indépendants les uns des autres.

Il est à noter qu'il faut veiller dans ce type de configuration à ce que la machine ne dispose pas d'harmonique de rang 5 au niveau de la FEM, car dans ce cas, celui-ci va interagir avec le courant homopolaire pour donner un couple homopolaire pulsatoire. Outre cette valeur d'harmonique de rang 5 de la FEM, si la valeur de l'inductance homopolaire est faible, une faible tension homopolaire susceptible d'apparaître du fait de la modulation pourrait créer un courant parasite assez élevé, comme le met en évidence [46] pour une machine triphasée.

La résolution du système d'équation donne des résultats $(i'_b, i'_c, i'_d, i'_e) = f(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3})$, qui sont détaillées en annexe 1. Le problème peut alors être traité de la même manière que pour la machine à FEM sinusoïdale en vitesse variable. En effet dans ce cas, pour chaque vitesse, l'objectif est de trouver les valeurs optimales de i_{d1}, i_{q1}, i_{d3} et i_{q3} qui donnent un couple maximum sous contrainte des exigences du convertisseur en termes de valeurs maximales de courants tension maximaux. On a ainsi :

- La fonction objective qui représente le couple électromagnétique exprimée de la même façon que dans l'équation (2.41)
- Les variables d'optimisation sont $\{i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}\}$
- Les contraintes liées au courant et à la tension de l'ensemble convertisseur-machine sont exprimées de la même manière que sur les équations (2.58), (2.59), (2.60), (2.61) et (2.62)

Il est à noter que pour ce cas de figure, si une contrainte sur la valeur instantanée des courants de phase est appliquée alors une perte d'une importante partie de la puissance peut être constatée en mode dégradé avec une phase en défaut (par comparaison à l'étude précédente sur la machine sinusoïdale avec un onduleur à bras). En effet les amplitudes des différents courants ne sont plus identiques comme dans le cas précédent dans la mesure où le problème impose une solution unique pour les courants $\{i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}\}$. De façon à rendre l'étude plus crédible nous avons remplacé la contrainte sur la valeur maximale des courants par une contrainte sur les pertes par effet Joule globales de la machine qui doivent rester identiques au mode sain. Cette nouvelle contrainte imposera un surdimensionnement des composants du convertisseur qui verront passer des courants crêtes plus élevés qu'en mode sain. La résolution de ce problème d'optimisation a permis l'obtention des résultats que montrent les Figure 50 et Figure 51.

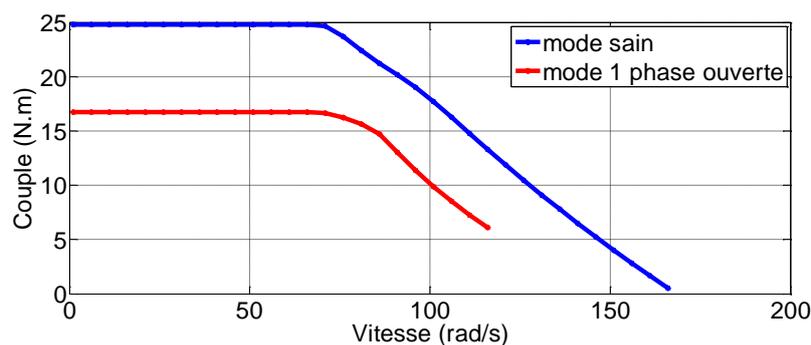


Figure 50: Caractéristique couple-vitesse théorique d'une MSAP pentaphasée associée à un convertisseur en "pont en H" en mode sain et en modes dégradés.

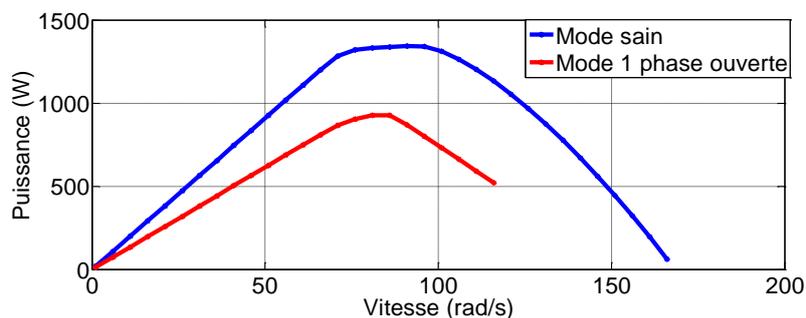


Figure 51: Caractéristique puissance-vitesse théorique d'une MSAP pentaphasée associée à un convertisseur en "pont en H" en mode sain et en modes dégradés.

Une comparaison de la valeur du couple en mode sain à celle obtenue en mode une phase en défaut avec les mêmes paramètres de machine (Table 5) et avec une prise en compte d'un taux d'harmonique 3 de FEM de 10 % par rapport au fondamental, montre une diminution du couple, qui passe de 25 N.m à 17 N.m, soit une baisse d'environ 30 %.

Ces résultats montrent l'intérêt que peut présenter l'utilisation d'une machine disposant d'une FEM comprenant un niveau significatif d'harmonique de rang 3. En effet il est possible d'atteindre une valeur de couple plus importante que pour une machine à FEM uniquement sinusoïdale en mode sain comme en mode dégradé en basse vitesse grâce à l'exploitation de la machine secondaire. En outre cela permet de libérer la contrainte de conception sur l'annulation de l'harmonique de rang 3 de la FEM permettant ainsi un degré de liberté supplémentaire au niveau de la topologie de la machine et permettre ainsi de contrôler simultanément les courants dans la base $dq-3$. La Figure 53, correspond au cas d'une phase ouverte, montre que les courants dans ce repère sont constants à une vitesse fixe (ici un point de fonctionnement avant défluxage), contrairement au cas où la machine est associée à un convertisseur à « bras » où les courants dans ce repère sont variables. La Figure 52 montre l'évolution des courants dans le même repère en fonction de la vitesse.

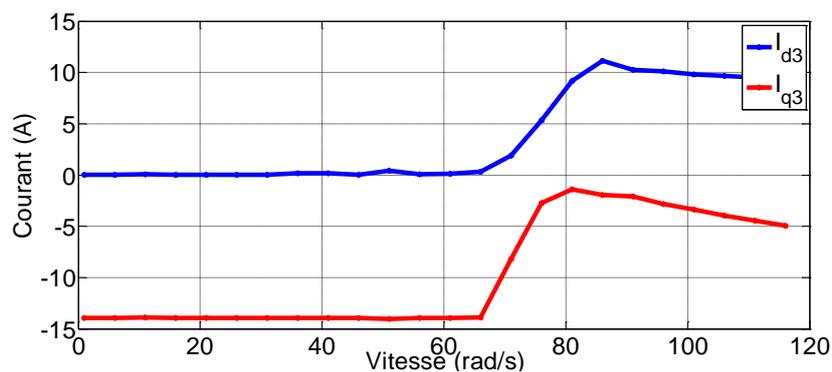


Figure 52: Courants théoriques en fonction de la vitesse dans la base $dq-3$ en mode dégradé (1 phase en défaut) pour une association à un convertisseur en « pont ».

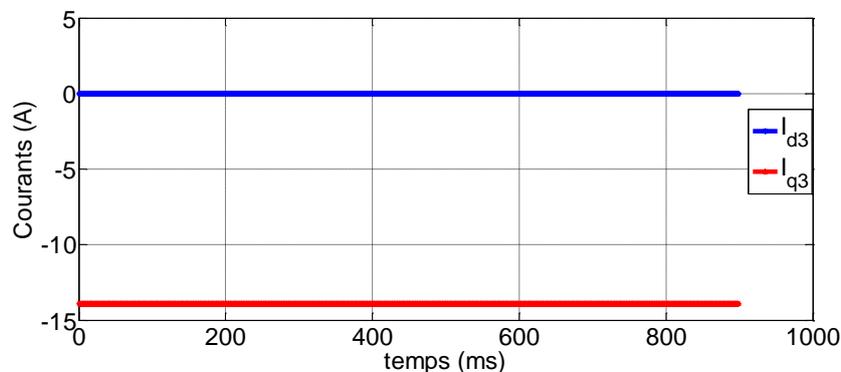


Figure 53: Courants théoriques dans la base $dq-3$ en mode dégradé (1 phase en défaut) à 70 rad/s pour une association à un convertisseur en « pont ».

Cependant le maintien d'un couple non pulsatoire, sur toute la plage de vitesse et en particulier en défluxage, suppose une utilisation d'un convertisseur qui puisse permettre la gestion du courant homopolaire. Il est également à noter que cette stratégie impose une contrainte supplémentaire de conception qui est de limiter l'influence de l'harmonique de rang 5 de la FEM, afin d'éviter l'apparition de couple homopolaire pulsatoire. Il faudra également veiller à ce que l'inductance homopolaire soit compatible avec un bon contrôle du courant homopolaire.

IV-Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter des stratégies de commande en vitesse variable pour des MSAP à 5 phases régulières et des structures à 2X3 phases. Il présente une méthode de détermination des caractéristiques couple-vitesse en mode sain et en modes dégradés avec prise en compte des contraintes liées à l'ensemble convertisseur/machine en termes de courant et tension maximales.

Pour les structures à 5 phases, les stratégies de commandes ont été définies en fonction du contenu harmonique de la FEM et du convertisseur qui lui est associé. Dans la mesure où notre objectif est de garder constant les consignes de courant dans les machines fictives, on a vu que pour une MSAP à 5 phases, si la FEM est dépourvue d'harmonique de rang 3, il était possible de fonctionner en modes dégradés avec un convertisseur à bras, avec une ou deux phases ouvertes tout en appliquant la stratégie de commande avec défluxage en survitesse. Une stratégie similaire peut également être appliquée en mode sain et en mode dégradé avec une phase ouverte, pour une machine à 5 phases avec un taux significatif d'harmonique de rang 3 sur la FEM, si cette dernière est associée à un convertisseur en « pont ».

Pour les structures à 2X3 phases, le principe de la commande en vitesse variable réside sur le fait que les deux étoiles sont commandées indépendamment. Ainsi, chacune des étoiles est pilotée avec la stratégie avec défluxage en survitesse. En cas de défaut, l'étoile qui porte la phase en défaut est isolée du système, ce qui revient à faire fonctionner la MSAP à la moitié de sa puissance. Cette stratégie de commande ne nécessite par une reconfiguration de la structure de commande mais nécessite que la machine soit calculée pour minimiser le couplage magnétique entre les deux étoiles.

Néanmoins, il est important de pouvoir étudier l'influence des caractéristiques internes de la machine sur ces stratégies de commande ainsi que sur les caractéristiques couple-vitesse associées. Ceci est une condition nécessaire pour dimensionner des machines répondant à des cahiers des charges exigeants en termes de caractéristiques couple/vitesse en mode sain et en modes dégradés. Ainsi au cours du chapitre suivant nous présenterons des outils de calcul analytique qui permettront de déterminer les caractéristiques électriques des machines à partir de leurs dimensions internes et ainsi de caractériser leur comportement lorsqu'elles sont utilisées en vitesse variable.

**CHAPITRE III : Outils de
caractérisation des topologies
de Machines Synchrones à
Aimants Permanents (MSAP)
polyphasées à pôles lisses en
modes sain et dégradés**

INTRODUCTION

L'objectif de ce chapitre est de traiter l'impact des caractéristiques internes des MSAP polyphasées à bobinages concentrés autour des dents sur les performances de ces machines lorsqu'elles suivent les stratégies de commande définies dans le chapitre précédent. Il est alors nécessaire de faire le lien entre les paramètres de la machine (paramètres dimensionnels, topologie de bobinage) et les caractéristiques couple-vitesse que l'on peut obtenir en mode sain et dégradé pour un ensemble convertisseur/machine donné. Ce chapitre va donc exposer un certain nombre d'outils de modélisation rapides qui permettent de calculer les performances d'une machine selon les stratégies de commande définies précédemment. Ces méthodes reposent sur des calculs analytiques qui offrent la possibilité de mettre en œuvre de manière rapide des méthodes de dimensionnement systématique des paramètres de la machine comme les méthodes basées sur l'optimisation [81]. Ces outils pourront être dans un second temps utilisés pour déterminer des jeux de paramètres qui permettront de répondre à des cahiers de charges de systèmes tolérants aux défauts opérant sur une grande plage de vitesse comme les systèmes hydroliens. Une première partie de ce chapitre est donc consacrée aux techniques de bobinage. Une autre partie présentera les modèles qui permettent à partir des paramètres des MSAP de déterminer le comportement en vitesse variable des machines en mode sain et en modes dégradés. Enfin lors d'une dernière partie nous présenterons des outils pour estimer d'autres critères de performance qui peuvent être des contraintes de dimensionnement comme les pertes dans les aimants ou les forces radiales.

I-Bobinage des Machines Synchrones à Aimants Permanents polyphasées

Le principe d'une MSAP est basé sur l'interaction entre le champ magnétique créé par le stator, via l'alimentation en courant des enroulements, et celui créé par le rotor, à travers les aimants permanents. Pour de telles machines où le bobinage est uniquement du côté du stator, la fonction de ce bobinage est de créer un champ magnétique tournant quand une alimentation contrôlée en courant est appliquée aux différentes phases au stator. Pour cela, les conducteurs doivent être logés dans les encoches de manière à ce que les enroulements des phases produisent des flux magnétiques, régulièrement déphasés d'un angle électrique égal à $(2\pi/m)$.

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser ces bobinages. Afin de réaliser un bobinage adapté et équilibré, il convient que des règles de symétrie soient respectées. Dans ce cas le remplissage des encoches conduit à un système m-phasé dont les phases sont régulièrement décalées d'un angle de $(2\pi/m)$ électrique. Le mode de connexion des conducteurs d'une même phase détermine alors le type de bobinage.

Les catégories de bobinage peuvent être classifiées selon leurs structures et la disposition des conducteurs dans les encoches, comme l'illustre la Figure 54 tirée de [40] et [82].

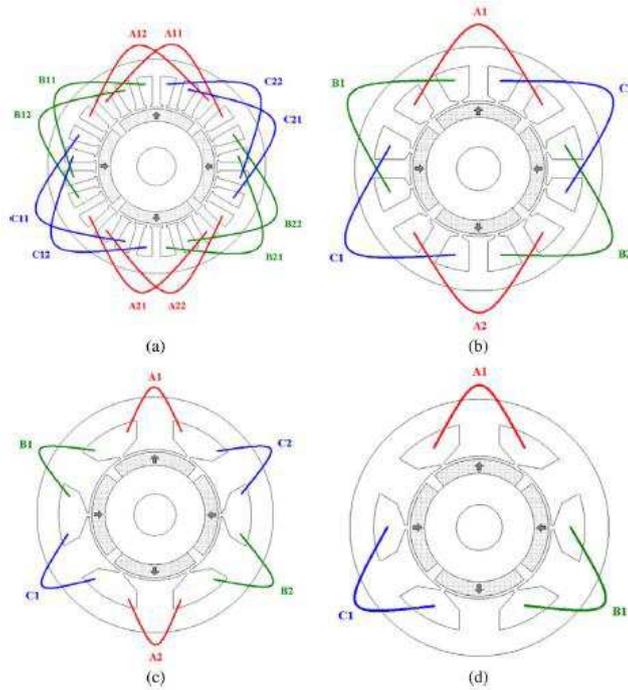


Figure 54: Classification de bobinages suivant leur disposition [40, 82].

(a): bobinage croisé distribué ; (b): bobinage croisé concentré ; (c): bobinage concentré autour des dents double couches ; (d): bobinage concentré autour des dents simple couche.

Avec les bobinages croisés (à pas entiers), il est plus aisé d'allonger le pas de bobine au pas polaire. Mais étant donné que les bobines sont logées dans des encoches non adjacentes, la longueur des têtes de bobines devient alors importante. Contrairement au bobinage concentré autour des dents où les encoches d'une même bobine sont adjacentes.

I-1-Bobinage à pas entier

I-1-1-Généralités

Le bobinage à pas entier consiste à distribuer les conducteurs d'une même phase dans les encoches du stator de telle sorte que la force magnéto motrice (FMM) créée par une phase lorsqu'elle est alimentée par un courant alternatif (sinusoïdale avec éventuellement des harmoniques dans le cas polyphasée), soit d'une onde tournante avec le moins d'harmoniques non désirables possible (celles qui ne contribuent pas à la production de couple électromagnétique). Il est à noter que la périodicité de ce type de bobinage correspond à une paire de pôles et que le nombre d'encoche par pôle et par phase défini par l'équation (3.1) doit être entier. Ainsi, plus les bobines sont distribuées (qui impose une valeur de q élevée), plus les harmoniques parasites de la FMM sont éliminées.

$$q = \frac{Q_s}{2pm} \quad (3.1)$$

Q_s étant le nombre total d'encoches, p le nombre de paires de pôles et m le nombre de phases.

I-1-2-Exemples pour 1 encoche/pôle/phase

Pour construire un tel bobinage à 1 encoche/pôle/phase il faut d'abord définir le nombre de phases souhaité, analyser le système souhaité en sortie (par exemple une structure à 5 phases régulièrement réparties ou à 2X3 phases), puis disposer les conducteurs de phases en accord avec ce système. Dans notre cas, où les structures prises en compte sont celles à 5 phases régulièrement réparties (déphasage de $2\pi/5$ électrique entre les FEM), celles à 2X3 phases en phase (pour chaque étoile, les FEM des phases sont décalées de $2\pi/3$ électrique et les deux étoiles sont en phases) et celles à 2X3 phases décalées (pour chaque étoile, les FEM des phases sont décalées de $2\pi/3$ électrique et les deux étoiles sont décalées de $\pi/6$).

La construction d'un système à 2X3 phases en phase se construit de la même manière qu'un système triphasé classique, avec le motif représenté par la Figure 55. Mais pour faire la distinction entre les deux étoiles, il faut répartir arbitrairement les conducteurs qui vont représenter chaque étoile. Pour construire un système à 5 phases, le motif à suivre est celui représenté par la Figure 56. La construction d'un système 2X3 phases peut se faire soit en considérant le motif de base de la Figure 57, soit en prenant en compte un système à 12 phases, puis les phases qui se situent sur le même axe (en opposition de phase) sont regroupés en inversant le sens de bobinage de l'une, de manière à former un système double triphasé décalé de 30° électrique.

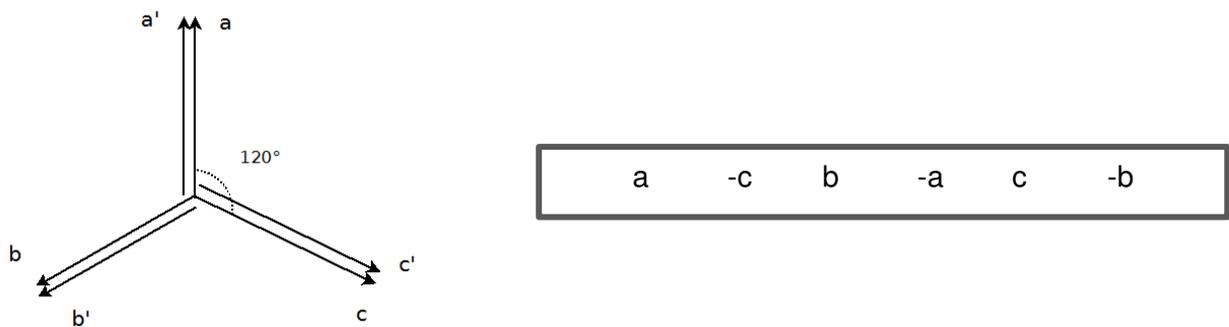


Figure 55: Représentation d'un système 2X3 phases et motif de base correspondant pour un bobinage à 1 encoche/pôle/phase.

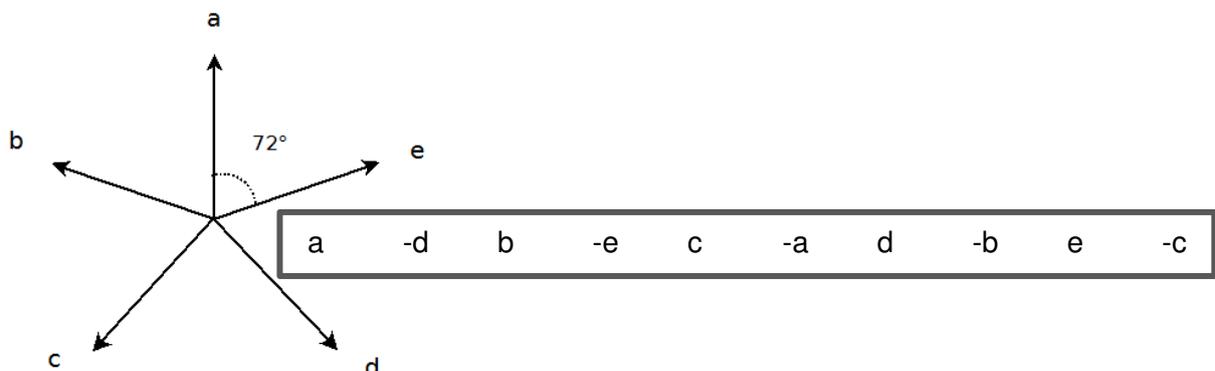


Figure 56: Représentation d'un système 5 phases et motif de base correspondant pour un bobinage à 1 encoche/pôle/phase.

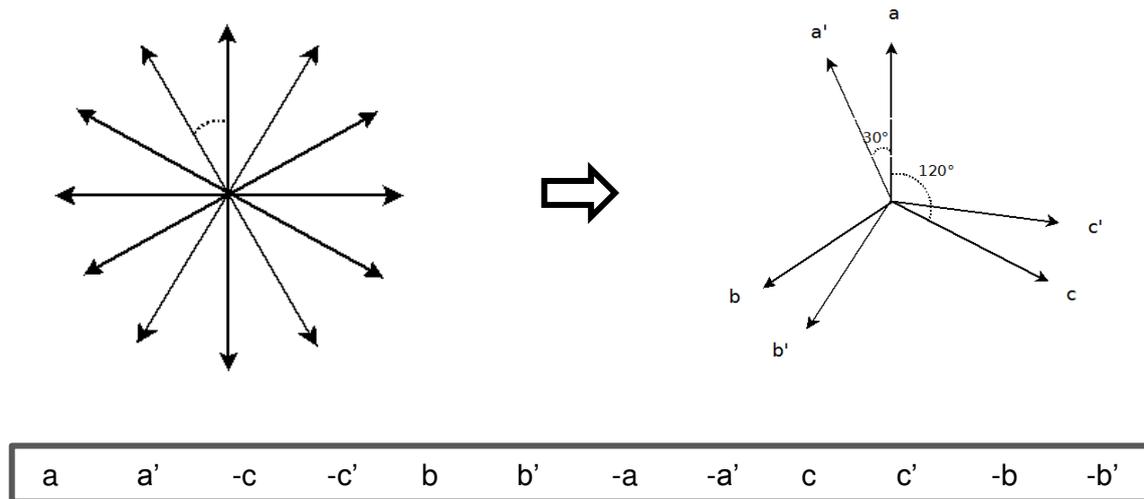


Figure 57: Représentation d'un système 2X3 phases décalées de 30°, et motif de base correspondant pour un bobinage à 1 encoche/pôle/phase.

Un bobinage à pas entier est très avantageux en termes de filtrage des harmoniques de FMM (surtout s'il repose sur un nombre élevé d'encoche/pôle/phase), cependant il présente des inconvénients : la longueur des têtes de bobines est importante et les conducteurs de plusieurs phases s'entrecroisent ce qui peut favoriser la propagation d'un défaut d'une phase à l'autre (en cas de sur échauffement d'une phase par exemple). Dans la mesure où une tolérance aux défauts et la compacité est visée dans cette étude, l'option d'un bobinage à pas entier n'est pas considérée et l'étude est donc axée sur les bobinages concentrés autour des dents à pas fractionnaires.

I-2-Bobinage à pas fractionnaire

I-2-1-Généralités et caractéristiques

Pour un tel bobinage, le nombre d'encoche par pôle et par phase est fractionnaire, et est représenté par l'équation (3.2).

$$q = \frac{Q_s}{2pm} = \frac{z}{n} \quad (3.2)$$

z et n étant les plus petits entiers possibles.

Pour un bobinage entier, la périodicité du bobinage est égale à une paire de pôle (qui est alors la période du fondamental de la FMM dans l'entrefer), alors que dans le cas d'un bobinage à pas fractionnaire, la période du bobinage statorique couvre un certain nombre de pôles. Contrairement au bobinage entier où il est requis une bonne distribution (q élevée) qui impose un nombre élevé d'encoche, il y a moins de contrainte à ce niveau pour un bobinage à pas fractionnaire. Pour un nombre fixe d'encoches, il y a alors plus de possibilité de produire un bobinage fractionnaire équilibré qu'un bobinage à pas entier [82, 83].

Dans cette étude, on s'intéresse à un cas particulier de bobinage à pas fractionnaire, à savoir le bobinage concentré autour des dents. Ce type de bobinage présente des avantages en termes de compacité car la longueur de têtes de bobines est réduite comme le montre les exemples de la Figure 58. Les bobinages concentrés fractionnaires sont également caractérisés par des niveaux de couple de détente faibles. Les aspects liés à la tolérance aux défauts, et aux capacités de défluxage peuvent également être améliorées par ce type de bobinage [40]. Ces bobinages concentrés présentent également des avantages de mise en œuvre car ils sont plus faciles à fabriquer et permettent de mieux remplir les encoches.

Il est possible de construire des bobinages concentrés à simple couche ou à double couche. Cependant le bobinage concentré double couche est souvent privilégié dans la littérature dans la mesure où il conduit souvent à un contenu harmonique de FMM plus pauvre que celui à simple couche (en particulier pour les machines triphasées).

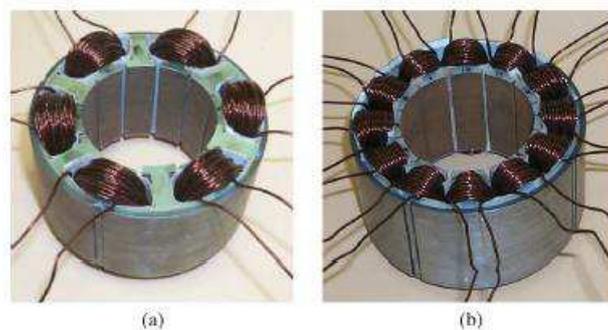


Figure 58: (a) Bobinage d'une machine à 12 encoches, 10 pôles, simple couche; (b) bobinage d'une machine à 12 encoches, 10 pôles, double couches [40, 82].

Dans notre cas, la construction d'un tel bobinage se fait en tenant compte des motifs de base représentés par les Figure 55, Figure 56 et Figure 57, en suivant une méthodologie proche de celle décrite dans [84] pour les structures triphasées. En effet, cette méthode consiste à trouver la « meilleure » structure de bobinage concentré autour des dents, en termes de valeur de coefficient de bobinage du fondamental de la FEM, connaissant le nombre d'encoches et le nombre de pôles. La combinaison encoche/pôle doit également satisfaire un certain nombre de règles de symétrie et de faisabilité.

I-2-2-Règles de symétrie et faisabilité

La construction d'un bobinage concentré autour des dents nécessite de satisfaire des règles de symétrie et de faisabilité comme expliqué dans [82] et [83]. En effet, il faut que la combinaison encoche/pôle soit choisie de manière à satisfaire toutes ces contraintes.

- La première condition de symétrie d'un tel bobinage impose que chaque phase occupe un nombre entier d'encoches. Ce qui se traduit par le fait que $(Q_s/2m) \in \mathbb{N}$ pour un bobinage simple couche et que $(Q_s/m) \in \mathbb{N}$ pour un bobinage double couche.
- Pour définir la deuxième condition de symétrie, il faut introduire la notion de nombre de périodes de bobinage sur le tour de la machine qui s'exprime par $t = PGCD(Q_s, p)$. Il est alors possible de déterminer le nombre d'encoche qui

correspond à une période spatiale du bobinage [82] $Q'_s = (Q_s/t)$. On peut alors construire le diagramme vectoriel en tension pour le fondamental appelé « star of slots » dans la littérature anglo-saxonne [82, 83, 85-90]. Pour la construction de ce dernier il faut définir l'angle de déphasage électrique entre deux encoches par l'équation (3.3).

$$\alpha_u = \frac{2\pi}{Q_s} \times p \quad (3.3)$$

Ensuite, le vecteur associé à la première encoche est placé arbitrairement puis on incrémente de α_u pour placer le vecteur associé à l'encoche suivante, et ainsi de suite. S'il arrive que les vecteurs de deux encoches différentes se trouvent à la même position, on les superpose. Le nombre de couches obtenus correspond alors à la valeur t . La Figure 59 tirée de [82] nous sert d'exemple.

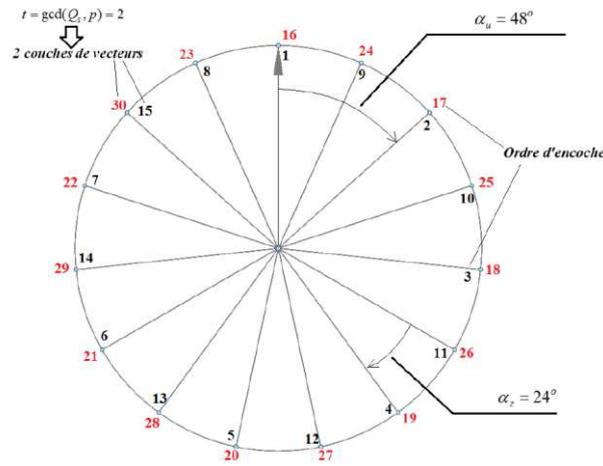


Figure 59: Diagramme vectoriel en tension pour un bobinage 3-phases à pas fractionnaire à 30 encoches et 8 pôles [82].

Ce diagramme vectoriel en tension fait apparaître l'angle $\alpha_z = (2\pi/Q'_s) = (2\pi/Q_s) \times t$ qui correspond à l'angle entre deux vecteurs adjacents sur le diagramme, la condition de symétrie consiste à dire que les phases sont spatialement consécutives. Mathématiquement, cela revient à dire que le déphasage électrique entre deux phases, qui est un multiple de $(2\pi/m)$ modulo 2π , doit être un multiple entier de l'angle α_z . Ainsi, $2\pi/m$ doit être un multiple de l'angle α_z .

$$\frac{\alpha_{ph}}{\alpha_z} = \frac{Q_s}{m \times t} \in \mathbb{N} \quad (3.4)$$

La construction d'un bobinage concentré à pas fractionnaire repose sur le choix de la combinaison d'encoches/pôles, qui prend en compte ces règles de symétrie et de faisabilité. Mais ce choix est basé également sur des performances électromagnétiques de la machine.

I-2-3-Construction d'un bobinage concentré autour des dents

Nous avons opté pour la construction de bobinages concentrés autour des dents qui correspondent à des coefficients de bobinage du fondamental de la force électro motrice proches de 1, afin de rentabiliser au mieux la masse d'aimants en alimentation sinusoïdale. Dans ce cas il est possible d'utiliser la règle décrite dans [84] et [91] qui permet de déterminer un bobinage donnant un coefficient de bobinage d'harmonique 1 élevé pour une combinaison encoche/pôle fixée.

Ainsi, pour une combinaison encoche/pôle, après vérification de la faisabilité du bobinage pour un nombre de phases connus, une exploration est faite sur le bobinage concentré double couche qui convient. Si l'on veut construire un bobinage concentré simple couche, on le détermine à partir du bobinage concentré à double couche correspondant. Ainsi, les étapes suivantes sont à suivre [83, 84] :

- Calcul du nombre d'encoches par pôle et par phase grâce à l'équation (3.2), on fait correspondre la fraction qui vaut $q = \frac{z}{n}$, à $z \times "1"$ et $(n - z) \times "0"$
- Distribution des " n " chiffres composés de "0" et de "1" en veillant à bien répartir les "1" parmi les "0"
- Détermination du schéma de bobinage à partir des motifs de base définis aux Figure 55, Figure 56 et Figure 57. En effet, cela consiste à répéter " Q_s/z " fois les " n " chiffres obtenus précédemment et les placer au-dessus du motif de base. Ensuite les "1" représentent les encoches et la phase obtenues en dessous de chacun de ces "1" occupera l'encoche correspondant. Ce qui permettra d'obtenir la distribution des phases dans la 1^{ère} couche.
- La deuxième couche est obtenue en inversant la 1^{ère} (les conducteurs allers deviennent des conducteurs retours et vice versa) et en la décalant d'une encoche.

A titre d'exemple, nous allons étudier le cas d'une machine 5-phases à 15 encoches et 12 pôles sur laquelle on cherche à appliquer un bobinage concentré double couche. On a :

- $q = \frac{1}{4} \rightarrow \begin{matrix} 1 \times "1" \\ 3 \times "0" \end{matrix}$ ce qui correspond à la répartition de la Figure 60.

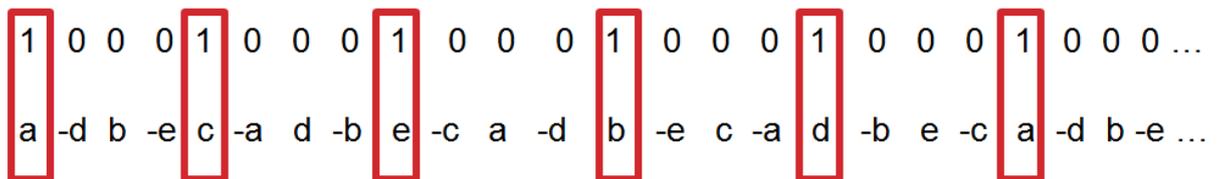


Figure 60: Répartition des conducteurs logés dans les encoches selon le motif de base d'un bobinage à 5 phases à 15 encoches et 12 pôles

- Le bobinage obtenu sur une période de Q_s encoches est représenté par la Figure 61.

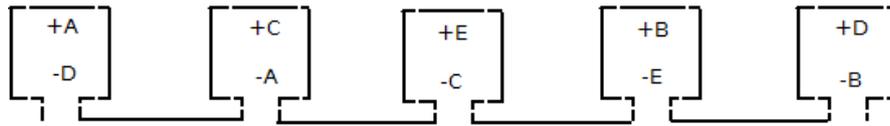


Figure 61: Bobinage à 5 phases d'une machine à 15 encoches et 12 pôles.

Dans le cas d'un bobinage concentré autour des dents simple couche, une fois que les conditions de symétrie relatives (section I-2-2) à ce type de bobinage sont étudiées, il est construit à partir du bobinage double couche, comme expliqué dans [88] et illustré par la Figure 62 pour une structure triphasée. Le principe est de conserver le décalage spatial entre les phases et de supprimer une couche du bobinage.



Figure 62: Cas faisables ou non de passage du bobinage concentré double couches au bobinage concentré simple couche, tirée de [88].

Une fois que le schéma de bobinage est connu, il est alors possible de déterminer des caractéristiques électriques de la machine qui permettraient de la qualifier et la comparer à d'autres structures.

II-Outil de caractérisation des bobinages

La caractérisation des bobinages permet de faire le choix de la « meilleure » structure de MSAP pour un cahier des charges donné. Les premiers critères pris en compte pour les caractériser sont les valeurs des coefficients de bobinage et les formes d'ondes des FMM et leurs contenus spectraux.

II-1-Calcul des coefficients de bobinage

Le bobinage du stator d'une MSAP peut être considéré comme un filtre du flux magnétique créé par les aimants permanents du rotor. Pour une MSAP où le nombre de phases et la topologie du convertisseur sont connus, les harmoniques de FEM qui sont susceptibles de produire un couple électromagnétique non nul sont clairement identifiés. Il est alors possible de définir une stratégie d'alimentation qui consiste à alimenter la machine par un courant contenant uniquement un certain nombre de ces harmoniques identifiés. Dans ce cas le bobinage idéal serait celui qui filtre tous les harmoniques autres que ceux désirés. Il est à noter que la majeure partie du couple électromagnétique étant, sauf cas très particuliers, produite par l'interaction du fondamental de la FEM avec le fondamental du courant, on cherchera en général à obtenir en priorité un coefficient de bobinage fondamental proche de 1.

Pour les structures triphasées de type double étoile, seul le fondamental est susceptible de produire un couple électromagnétique, dans un fonctionnement classique avec les deux étoiles qui fonctionnent de manière indépendante.

Pour une machine 5-phases, comme mentionné dans le chapitre 2, les harmoniques les plus importants sont le fondamental et éventuellement l'harmonique de rang 3 selon la stratégie de commande en mode dégradé envisagé.

Dans le cas d'un bobinage régulier, le facteur de bobinage est calculé en faisant le produit du facteur de distribution, du facteur de raccourcissement (dans le cas d'un bobinage double couche avec un pas de raccourcissement), du facteur de filtrage des encoches et du facteur d'inclinaison des encoches (si tel est le cas). Néanmoins, dans le cas d'un bobinage concentré autour des dents à pas fractionnaire, il n'est plus possible d'appliquer cette méthode. C'est pourquoi pour un tel bobinage, le diagramme vectoriel en tension est utilisé pour déterminer le facteur de bobinage [82-85, 88].

Le tracé de ce diagramme se fait en suivant les règles expliquées dans la section 1-2-2. Chaque encoche est alors associée à un vecteur, le calcul consiste à identifier les encoches occupées par une phase (la phase « a » par exemple), puis calculer le coefficient de bobinage de chaque harmonique [82] grâce à la relation exprimée par l'équation (3.5).

$$(\xi_w)_\nu = \frac{1}{Z} \sum_{\rho=1}^Z \cos(\alpha_\rho) \quad (3.5)$$

ν étant le rang de bobinage, ρ le numéro du vecteur qui représente l'encoche et α_ρ l'angle entre l'axe de symétrie des Z vecteurs qui représentent la même phase et le vecteur numéroté ρ .

Il est à noter que pour un bobinage double couche, si une encoche contient deux conducteurs de la même phase, cette dernière est comptée deux fois.

Une autre méthode équivalente de calcul consiste à considérer les vecteurs dans le plan complexe comme appliquée dans [84] pour un bobinage à 3-phases, mais cette méthode peut être adaptée quel que soit le nombre de phases.

Si on prend en guise d'exemple la structure à 5-phases à 15 encoches et 14 pôles, dont le schéma de bobinage et le diagramme vectoriel en tension sont représentés par la Figure 63 tiré de [82], le calcul des coefficients de bobinage de la composante fondamentale et de l'harmonique 3 donnent :

$$(\xi_w)_1 = \frac{1}{6} \times [\cos(\alpha_1) + 2\cos(\alpha_2) + 2\cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_1)] = 0,98 \quad (3.6)$$

$$(\xi_w)_3 = \frac{1}{3} \times [\cos(\alpha'_1) + 2\cos(\alpha'_2)] = \frac{1}{3} \times [\cos(3 \times \alpha_1) + 2\cos(3 \times \alpha_2)] = 0,83 \quad (3.7)$$

Le calcul des coefficients de bobinage dans le plan complexe revient quant à lui à calculer la norme de la résultante de la somme vectorielle des vecteurs affectés par les encoches qu'occupe la même phase (phase A par exemple). Ce qui conduirait aux équations (3.8) et (3.9) pour les calculs du fondamental et de l'harmonique 3.

$$(\xi_w)_1 = \left| e^{j0} + 2e^{j\alpha_z} - 2e^{j8\alpha_z} - e^{j9\alpha_z} \right| = 0,98 \quad (3.8)$$

$$(\xi_w)_3 = \left| e^{j0} + 2e^{j3\alpha_z} - 2e^{j24\alpha_z} - e^{j27\alpha_z} \right| = \left| e^{j0} + 2e^{j3\alpha_z} - 2e^{j9\alpha_z} - e^{j12\alpha_z} \right| = 0,83 \quad (3.9)$$

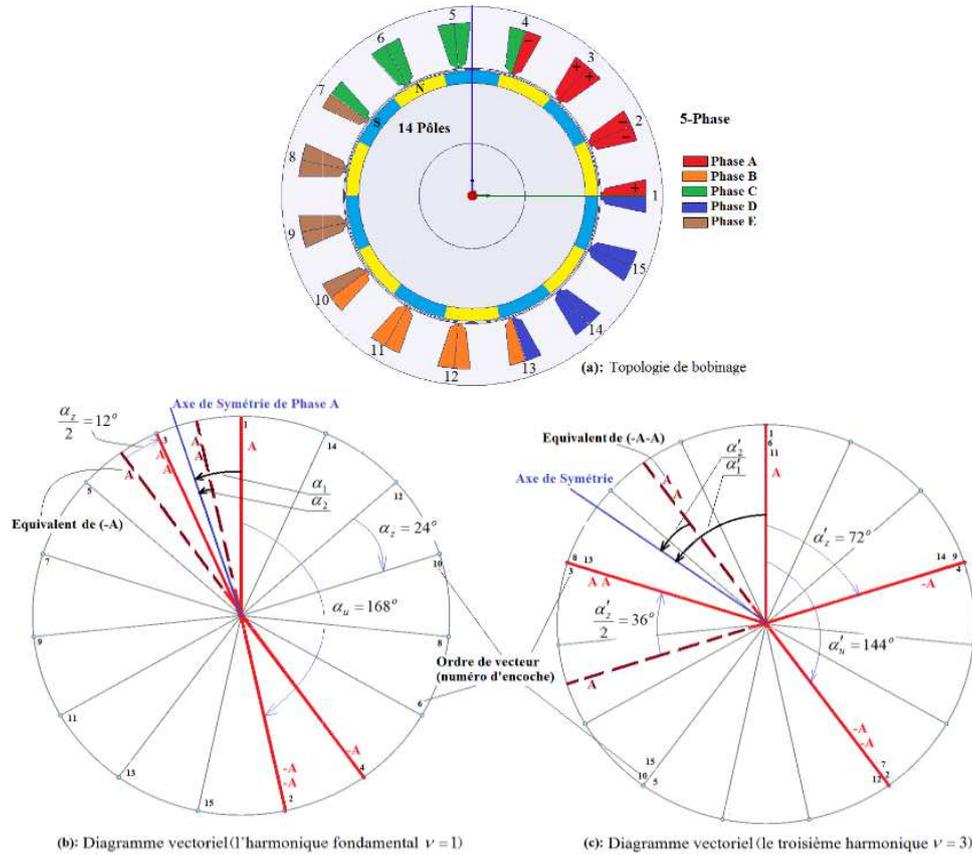


Figure 63: Topologie de bobinage d'une machine à 15 encoches et 14 pôles et diagramme vectoriel en tension du fondamental et de l'harmonique 3, figure tirée de [82].

Ce calcul peut être généralisé pour toutes les harmoniques (rang d'harmonique h) en considérant le diagramme vectoriel correspondant à un nombre de paires de pôles relatif à l'harmonique de valeur $(h \times p)$. Dans ce cas, le déphasage entre deux vecteurs qui représentent deux encoches consécutives est multiplié par le rang de l'harmonique.

II-2-Calcul analytique des FEMs

Le calcul analytique des forces électro motrices est rendu possible grâce au calcul des coefficients de bobinage de chaque harmonique. Les coefficients de bobinage, sont calculés par la méthode décrite dans la section II-1 et dans [84] et [92].

Les FEM sont déterminés à partir du calcul de la composante radiale de l'induction dans l'entrefer créée par les aimants. L'expression de cette composante (équation(3.10)) est déterminée par résolution des équations de Maxwell en magnétostatique 2D par séparation de variables, en utilisant la méthode décrite dans [93]. Cette méthode suppose que l'on se ramène à une machine équivalente sans encoches ou les conducteurs sont ramenés à la surface du stator au niveau des ouvertures d'encoches. On a alors :

$$B_r(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} R_m^{-(np-1)} \left\{ \frac{(np-1)R_m^{2np} + 2R_r^{np+1}R_m^{np-1} - (np+1)R_r^{2np}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r}[R_s^{2np} - R_r^{2np}] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r}[R_m^{2np} - R_s^{2np}(R_r/R_m)^{2np}]} \right\} \left[r^{np-1} + R_s^{2np} r^{-(np+1)} \right] \cos(np\theta) \quad (3.10)$$

Avec:

$$M_n = 2 \frac{B_m}{\mu_0} \beta \frac{\sin\left(\frac{n\pi\beta}{2}\right)}{\frac{n\pi\beta}{2}} \quad (3.11)$$

p : nombre de paires de pôles

R_s : rayon d'alésage

R_m : rayon externe des aimants

R_r : rayon du rotor

μ_r : perméabilité relative des aimants

μ_0 : perméabilité de l'air

B_m : induction rémanente des aimants

β : rapport ouverture d'aimant sur ouverture de pôle

La FEM est alors obtenue de la manière suivante :

$$e(t) = - \sum_n (\xi_w)_n \frac{d\phi_n(t)}{dt} \quad (3.12)$$

$\phi_n(t)$ étant l'harmonique de rang n du flux instantané capté par un bobinage théorique d'ouverture polaire. Elle est obtenue par intégration de la composante radiale de l'induction dans l'entrefer (équation (3.13)).

$$\phi_n = L_u R_s \int_0^{\frac{\pi}{p}} (B_r(R_s, \theta))_n d\theta \quad (3.13)$$

A des fins de validation une machine à 150 encoches et 140 pôles a été prise comme exemple et a été également simulée par une méthode des EF 2D. Les résultats de simulation numérique correspondant sont donnés à la Figure 64 et les données caractéristiques de la machine sont répertoriées dans la Table 6.

Table 6: Caractéristiques électromécaniques de la MSAP à 150 encoches et 140 pôles servant d'exemple de validation.

Nombre d'encoches	150
Nombre de pôles	140
Hauteur des aimants	6.6 mm
Rapport arc polaire sur pas polaire	2/3
Diamètre d'alésage	2826 mm
Longueur utile	807 mm
Pourcentage de fermeture des encoches	10 %
Profondeur des encoches	67,2 mm
Rapport dent / encoche	0.5
Epaisseur de l'entrefer	5 mm
Epaisseur de culasse (rotor et stator)	10 mm

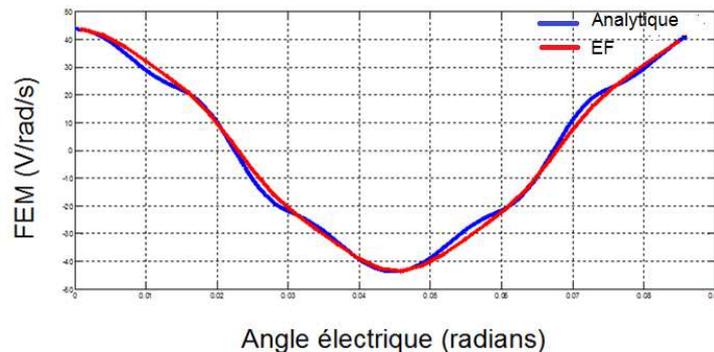


Figure 64: Calcul de la FEM à 1 rad/s par EF et de manière analytique pour la machine à 150 encoches et 140 pôles

II-3-Calcul du couple

Etant donné que les MSAP étudiées sont à pôles lisses, le couple de la machine est considéré comme la somme du couple électromagnétique et du couple de détente (couple de saillance négligeable pour une machine à pôles lisses).

$$C = C_{em} + C_d \quad (3.14)$$

Le couple électromagnétique est lié à l'interaction entre le champ magnétique créé par les aimants du rotor et celui créé par le bobinage du stator. Il s'exprime par la relation (3.15) dans la base naturelle.

$$C_{em} = \frac{1}{\Omega} \sum_{i=1}^m e_i i_i \quad (3.15)$$

Le terme i_i dépendra du type d'alimentation (convertisseur) du nombre de phases (par exemple pour une MSAP à 5 phases selon que l'on cherche à exploiter ou pas, l'harmonique de rang 3).

Le couple de détente lui est calculé à vide, puisqu'il résulte de l'interaction entre les aimants permanents et les encoches du stator [51, 94-98]. Il est susceptible d'engendrer des

vibrations et des bruits qui peuvent être gênants. Il est lié à la tendance des pôles du rotor à s'aligner dans des positions stables en face des dents du stator [99]. Il peut être calculé par exemple de deux manières à partir de la connaissance du champ magnétique dans la machine :

- Intégration du tenseur de Maxwell [99]
- Dérivée de la coénergie magnétique dans l'entrefer par rapport à la position du rotor [100-102]. C'est cette dernière méthode que nous allons utiliser.

Les paramètres qui influencent le niveau de couple de détente sont répertoriés dans [97]. Ces paramètres sont :

- La disposition et de l'ouverture des aimants
- L'inclinaison et de l'ouverture des encoches
- La combinaison encoche/pôle choisie, puisque la période du couple de détente dépend du plus petit commun multiple de ces deux grandeurs [101, 102]. On a alors :

$$C_d(\alpha) = -\frac{\partial W(\alpha)_{\text{entrefer}}}{\partial \alpha} \quad (3.16)$$

Avec : W la coénergie dans l'entrefer

$$W(\alpha)_{\text{entrefer}} = \frac{1}{2\mu_0} \int \lambda^2(\theta) F_m^2(\theta, \alpha) dV \quad (3.17)$$

λ étant la fonction de perméance (sa méthode de détermination est expliquée en annexe 2), F_m la force magnétomotrice créée par les aimants dans l'entrefer et α l'angle de rotation du rotor.

$$\lambda(\theta) = \frac{\mu_0}{e} \tilde{\lambda}(\theta) \quad (3.18)$$

$$F_m(\theta, \alpha) = \frac{\mu_0}{e} B_r(\theta, \alpha) \quad (3.19)$$

Après développement, le couple de détente s'exprime par l'équation (3.20) [101, 102].

$$C_d(\alpha) = \frac{L_a \pi}{4\mu_0} (R_s^2 - R_m^2) \sum_{n=0}^{\infty} n N_L \tilde{\lambda}_{anN_L} B_{anN_L} \sin(n N_L \alpha) \quad (3.20)$$

R_s : Rayon d'alésage

$\tilde{\lambda}_{anN_L}, B_{anN_L}$: Coefficients de Fourier des termes en cosinus de la perméance relative et de la composante radiale de l'induction dans l'entrefer

N_L : Plus petit commun multiple entre le nombre d'encoches et le nombre de pôles

Appliqué à une MSAP, cette formule analytique permet d'estimer la valeur du couple de détente et de choisir les valeurs des paramètres qui influent sur la qualité de couple.

II-4-calcul d'inductances d'une MSAP à bobinage concentré autour des dents

Pour pouvoir déterminer les caractéristiques couple-vitesse en mode sain et en modes dégradés des structures étudiées comme expliqué dans le chapitre précédent, il est nécessaire de déterminer les formes d'ondes des FEM comme indiqué au paragraphe II.2 ainsi que les valeurs des inductances propres et des mutuelles inductances. Pour être en

mesure d'étudier assez rapidement plusieurs configurations, ces calculs d'inductances sont également faits de manière analytique puis sont validés par éléments finis. Ces validations données en annexe 3 montrent que les deux calculs suscitent des erreurs inférieures à 10%.

Pour les machines à aimants permanents, la combinaison encoche/pôle a un fort impact sur la caractéristique couple vitesse. Ceci est dû au fait que les harmoniques des FEM et les valeurs des inductances dépendent de cette combinaison [103]. La connaissance des valeurs d'inductances est alors nécessaire afin de pouvoir comparer plusieurs structures de bobinages concentrés autour des dents. Ces valeurs permettent également d'évaluer directement les valeurs des inductances cycliques et donc des constantes de temps électriques dans les bases d_1q_1 et d_3q_3 ou les courants doivent être contrôlés (comme expliqué au chapitre II). Ces constantes de temps doivent être compatibles avec la fréquence électrique du convertisseur afin de pouvoir régler les régulateurs et contrôler de manière efficace les courants dans les deux bases.

Le calcul analytique des inductances propres est fait de la manière suivante :

$$L = L_m + L_\delta + L_s + L_{ew} + L_{tt} \quad (3.21)$$

Avec:

L : inductance propre d'une phase

L_m : inductance magnétisante

L_δ : inductance de fuite d'entrefer

L_s : inductance de fuite d'encoche

L_{ew} : inductance de fuite des têtes de bobines

L_{tt} : inductance de fuite des becs

Les inductances de fuites sont calculées par la méthode présentée dans [83] :

$$L_m = \frac{\mu_0 R_s L_u}{e + \frac{h_m}{\mu_r}} \int F_{a1}^2(\theta) d\theta \quad (3.22)$$

$$L_\delta = \frac{\mu_0 R_s L_u}{e + \frac{h_m}{\mu_r}} \int (F_a^2(\theta) - F_{a1}^2(\theta)) d\theta \quad (3.23)$$

$$L_s = N_{slot} \mu_0 L_u Z_q^2 \lambda_u \quad (3.24)$$

$$L_{tt} = N_{slot} \mu_0 L_u Z_q^2 \lambda_{tt} \quad (3.25)$$

F_a est la fonction de bobinage de la phase "a" et F_{a1} le fondamental de F_a . N_{slot} est le nombre d'encoches par phase, Z_q est le nombre de conducteurs par encoche et par phase, L_u est la longueur active de la machine. e est la valeur de l'entrefer mécanique, h_m la hauteur d'aimants et $\delta = e + h_m$ est l'entrefer magnétique.

λ_u est le facteur de fuite d'encoche et λ_{tt} est le facteur de fuite des becs. Son calcul est détaillé en annexe 4.

La mutuelle inductance entre deux phases différentes i et j est calculée comme suit :

$M_{ij} = M_{ijm} + M_{s-ij}$ avec :

$$M_{ijm} = \frac{\mu_0 R_s L_u}{e + \frac{h_m}{\mu_r}} \int F_i(\theta) F_j(\theta) d\theta \quad (3.26)$$

et:

$$M_{s-ij} = -N_{slot} \mu_0 L_u Z_q^2 \lambda_{MS-ij} \quad (3.27)$$

λ_{MS-ij} étant le facteur de perméance calculé à partir de [104] adapté à des structures polyphasées à bobinages concentrés autour des dents selon le nombre de phases (voir annexe 5). F_i, F_j sont respectivement les fonctions de bobinage de la phase i et de la phase j .

Le terme M_{ijm} représente la mutuelle inductance obtenu uniquement par l'effet de couplage dans l'entrefer. Le terme M_{s-ij} représente la mutuelle inductance due à l'effet de couplage de phases logées dans une même encoche. C'est pourquoi ce terme est utilisé seulement pour les bobinages double couche et des phases partageant les mêmes encoches [104].

Les calculs des inductances propres et des mutuelles inductances permettent d'obtenir les valeurs des inductances cycliques dans les bases (d_1q_1) et éventuellement (d_3q_3) si la structure est à 5 phases, en utilisant les transformations de Park et Concordia comme expliqué au chapitre II.

Ainsi pour une MSAP à pôles lisses, on a : $[L]_{odq} = [T_{mm}] [L_s^m] [T_{mm}]^t$ qui représentent les inductances dans les bases fictives, selon le nombre de phases de la machine.

L'utilisation de ce modèle analytique et la connaissance des FEM permettent ainsi d'obtenir très rapidement les modèles électriques de MSAP à 5 phases à bobinage concentré autour des dents et donc de déterminer les caractéristiques couple-vitesse associées selon les méthodes détaillées au chapitre II.

III-Etudes de cas [105, 106]

Nous avons voulu évaluer l'impact de la topologie des bobinages concentrés sur le comportement en vitesse variable des MSAP pour des machines lentes de forte puissance. Pour cela, cette étude est faite sur plusieurs structures de MSAP à 5 phases en vue de faire une comparaison entre elles, puis sur un exemple de structure à 2X3 phases.

III-1- Comparaison de structures de bobinage de machines 5 phases pour un fonctionnement à vitesse variable en mode sain et dégradé

Les machines étudiées correspondent aux mêmes caractéristiques, relatives à un cahier des charges d'une hydrolienne de grande puissance associée à un multiplicateur de rapport

inférieur à 10. Ce cahier des charges est également très proche de celui d'un moteur de propulsion d'un navire hybride à architecture de propulsion parallèle permettant un renforcement de la puissance propulsive conventionnelle de la machine thermique par une machine électrique à puissance constante au de-là de la vitesse de base (mode « boost »). Ces applications nécessitent de fonctionner à puissance constante sur une plage de vitesse assez large au-delà de la vitesse de base et d'envisager des fonctionnements en mode dégradés. Les machines étudiées ont toutes un nombre de pôles autour de 60, une puissance nominale de $1,05 MW$ et l'entraînement est caractérisé par une vitesse de base de 105 tr/mn. Ces données correspondent à une machine de référence notée « S0 ». Cette machine de référence à 5 phases a un bobinage distribué à pas diamétral à une encoche par pôle et par phase. Les paramètres électromécaniques communs pour les machines étudiées sont rapportés sur la Table 7.

Pour ces spécifications communes, une comparaison est faite entre différentes structures de MSAP à 5 phases à bobinage concentré autour des dents. Pour chacune des structures, le calcul des inductances et de la FEM permet d'évaluer leurs caractéristiques couple-vitesse en mode sain et en modes dégradés (une et deux phases adjacentes en défaut) selon la méthode décrite dans le chapitre II.

Les structures à 5 phases étudiées sont les suivantes :

- S1 : structure à 60 encoches et 58 pôles à bobinage concentré double couche (structure 1 notée S1).
- S2 : structure à 60 encoches et 54 pôles à bobinage concentré simple couche (structure 2, notée S2).
- S3 : structure à 60 encoches et 54 pôles à bobinage concentré double couche (structure 3 notée S3).
- S4 : structure à 60 encoches et 56 pôles à bobinage concentré double couche (structure 4 notée S4).
- S5 : structure à 45 encoches et 54 pôles à bobinage concentré double couche (structure 5 notée S5).

Ces structures ont été choisies car elles sont caractérisées par des facteurs de bobinage fondamentaux supérieur à 0.95.

Les comportements en vitesse variable de ces structures à 5 phases sont comparés au comportement de la machine de référence à pas diamétral à une encoche par pôle et par phase (structure à 300 encoches, 60 pôles, simple couche : structure 0 notée S0). Pour chaque structure, le nombre de conducteurs par encoche est calculé de façon à ce que la tension en charge à la vitesse de base, soit égale pour toutes les machines à une même tension de référence maximale (liée à la tension du bus DC du convertisseur), en mode sain, à courant nominal sinusoïdal et à charge linéique constante. Pour ce point de fonctionnement à vitesse de base (et aux vitesses inférieures) en mode sain, une stratégie de commande à MTPA est considérée (le 1^{er} harmonique de la FEM par phase, et le courant de phase, sont en phase ($i_{d1}=0$)).

Pour chaque structure, les caractéristiques couple-vitesse et puissance-vitesse sont déterminées pour chaque mode de fonctionnement (mode sain et modes dégradés) selon la méthode décrite dans le chapitre II. Ces caractéristiques sont données sur les Figure 65 à Figure 70. Les valeurs des puissances, couples et vitesses sont données en per unit (p.u).

Ces valeurs en p.u. sont obtenues par normalisation des valeurs réelles par rapport à celles obtenus avec la structure de référence S0 en mode sain.

Table 7: Paramètres communs des structures étudiées

Vitesse de base	105 rpm
Densité de courant	4,6 A/mm ²
Coefficient de remplissage	0,4
Longueur utile	562 mm
Valeur d'entrefer	5 mm
Hauteur d'aimants	15 mm
Diamètre d'alésage	1600 mm
Induction rémanente	1,05 T
Charge linéique	660 A/cm
Rapport dent/encoche	0,5
Coefficient d'ouverture des encoches	0,8
Rapport ouverture d'encoche sur ouverture de pôle	2/3

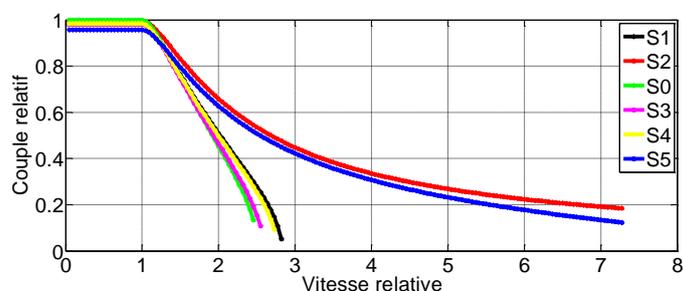


Figure 65: caractéristiques couple-vitesse en mode sain

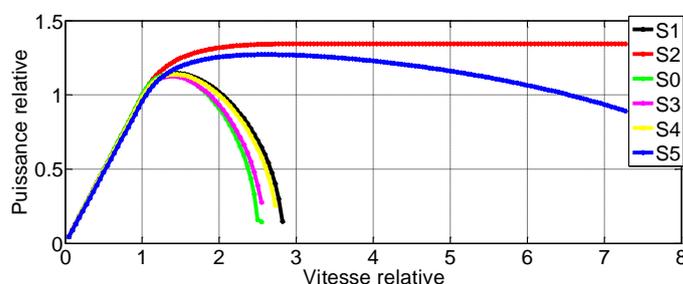


Figure 66: caractéristiques puissance-vitesse en mode sain

Afin de pouvoir faire la comparaison de ces structures, les critères suivants ont été déterminés en mode sain et en modes dégradés :

- La valeur du couple maximal (en p.u) en mode sain et en modes dégradés (cette valeur est notée CM dans la Table 8).
- La plage de vitesse de fonctionnement, notée VM dans la Table 8 (valeur maximale de vitesse à laquelle la machine peut encore être contrôlée).
- Le facteur de puissance au point nominal (à la vitesse de base) donné sur la Table 9 (FP).

Les résultats obtenus en mode sain et en modes dégradés en matière de couple maximal, montrent qu'en basse vitesse, la différence obtenue entre les valeurs maximales des couples produits est liée au fait que le coefficient de bobinage du fondamental diffère d'une structure à l'autre. Les résultats montrent que la structure S5 conduit à une plus petite valeur de couple maximal que les 4 autres structures. La zone de défluxage est caractérisée par les

valeurs relatives des inductances. Par exemple, les structures S2 et S5 ont plus de capacité de défluxage en mode sain et en modes dégradés que les autres structures. Elles sont en mesure de fonctionner sur une large plage de vitesse même en mode dégradé. Ainsi, il serait envisageable de les utiliser pour des applications nécessitant de fonctionner à puissance constante sur une plage de vitesse assez large au-delà de la vitesse de base.

Cependant, ces structures ont une valeur de facteur de puissance relativement faible à la vitesse de base. Ce qui conduirait à sur dimensionner le convertisseur auquel ils seront associés. Ce phénomène est particulièrement significatif pour la structure S2, qui est caractérisée un facteur de puissance à vitesse de base inférieur à 0,7. Les structures S1 et S4 ont également plus de capacité de défluxage que la structure de référence S0 en mode sain (mais moins que S2 et S5) et ont des facteurs de puissance plus élevé (0,852 et 0,864 respectivement).

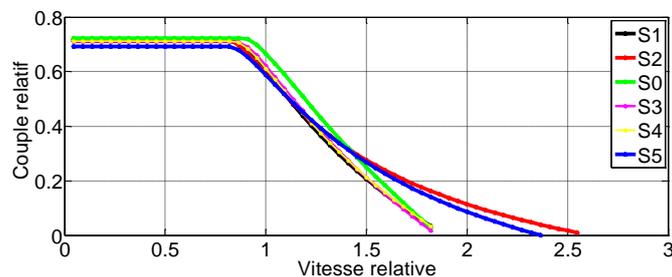


Figure 67:Caractéristique couple-vitesse en mode dégradé (1 phase en défaut)

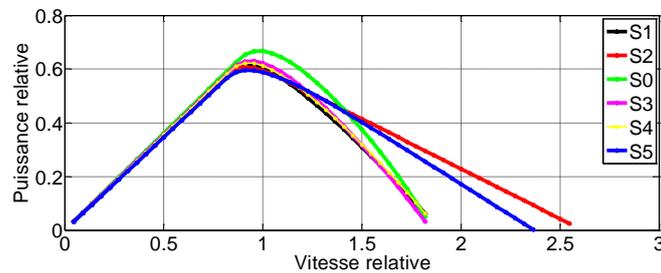


Figure 68:Caractéristique puissance-vitesse en mode dégradé (1 phase en défaut)

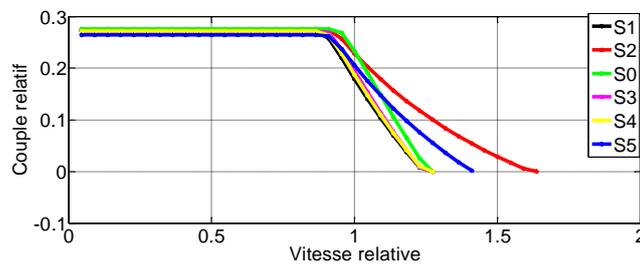


Figure 69 : Caractéristique couple-vitesse en mode dégradé (2 phases adjacentes en défaut)

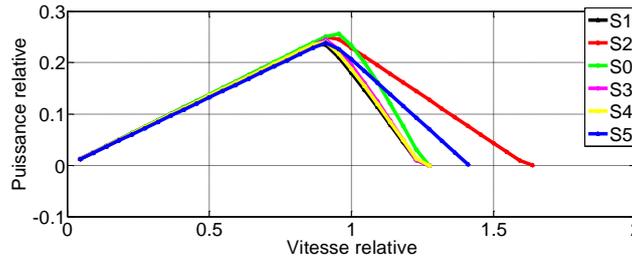


Figure 70: Caractéristique puissance-vitesse en mode dégradé (2 phases adjacentes en défaut)

Table 8: Valeurs des couples et des plages de vitesses (en p.u.)

	Healthy mode		1 phase opened		2 phases opened	
	CM ¹	VM ²	CM ¹	VM ²	CM ¹	VM ²
S0	1	2,54	0,72	1,83	0,276	1,27
S1	0,982	2,9	0,71	1,85	0,272	1,27
S2	0,987	>7	0,72	2,57	0,274	1,63
S3	0,975	2,65	0,71	1,86	0,271	1,27
S4	0,98	2,81	0,71	1,88	0,272	1,27
S5	0,951	>7	0,69	2,37	0,264	1,41

¹ CM est la valeur maximale du couple à basse vitesse, ² VM : la valeur maximale de la vitesse relative, où l'énergie peut encore être extraite

Table 9: Facteurs de puissance en mode sain à la vitesse de base et des réactances associées aux machines fictives primaire et secondaire en p.u

	S0	S1	S2	S3	S4	S5
FP	0,88	0,857	0,66	0,874	0,864	0,758
X _{sync1} (p.u)	0,6	0,62	1,2	0,6	0,6	0,9
X _{sync2} (p.u)	0,4	0,58	1,2	0,49	0,53	0,86

Compte tenu des exigences des applications précitées, les structures S2 et S5 semblent être les plus attractives. Ces structures sont caractérisées par une bonne capacité de défluxage, en survitesse, ceci même en mode dégradé, mais elles ont des facteurs de puissance relativement faibles à la vitesse de base. Leur utilisation conduirait alors à un surdimensionnement du convertisseur auquel elles seront associées. Les structures S1, S3 et S4 ont moins de capacité de défluxage, mais ont des facteurs de puissance plus élevés.

III-2- Etude d'une structure triphasée à double étoile décalée

L'avantage de cette structure est la simplicité de sa commande (en particulier en mode dégradé). En effet, en cas de défaut, on considère que l'étoile concernée par le défaut est automatiquement isolée. Par contre, l'inconvénient est que la puissance initialement produite est réduite de moitié. Comme dit dans le chapitre II pour concevoir une telle structure, il faudra veiller à avoir le moins de couplage possible entre les deux étoiles afin d'éviter les courants parasites [34, 107].

Pour concevoir une telle machine avec un bobinage concentré autour des dents, la technique utilisé dans [84] a été appliquée pour une machine à 12 phases régulièrement réparties. Puis les phases qui se situent sur le même axe (en opposition de phase) sont regroupées en inversant le sens de bobinage de l'une, de manière à former un système double triphasé décalé de 30°. Ce principe est illustré par la Figure 71.

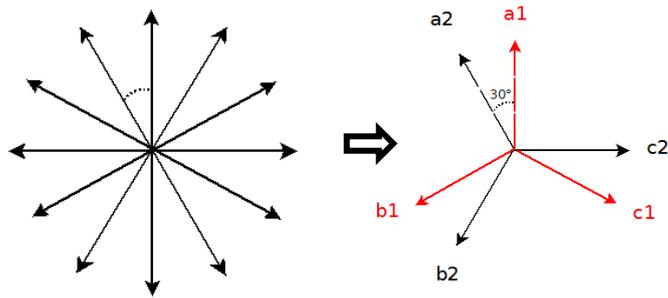


Figure 71: Passage d'un système à 12 phases à un système double triphasé

Pour le même cahier des charges, que celui étudié précédemment pour les structures à 5 phases, donc avec les mêmes caractéristiques que celles répertoriées dans la Table 7, on a choisi d'étudier une MSAP à 96 encoches et 56 pôles, en bobinage concentré simple couche, afin de minimiser les mutuelles inductances entre phases et entre étoiles. Cette structure a la particularité d'avoir 4 périodes de bobinage sur un tour, et les fonctions de bobinage des phases (Figure 72) montrent bien un découplage des étoiles et des phases.

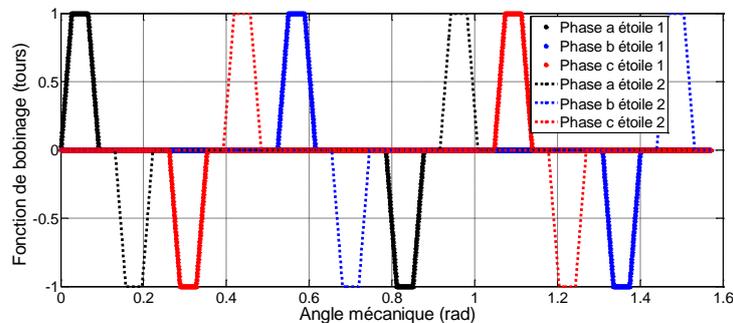


Figure 72: Fonctions de bobinage de la structure 2X3 phases à 96 encoches et 56 pôles

Les inductances et les FEM sont calculées pour chaque étoile (elles sont identiques pour les deux étoiles puisque qu'elles ont les mêmes fonctions de bobinage) de la manière décrite dans la partie II de ce chapitre.

Le comportement théorique de la machine en vitesse variable montre une caractéristique couple-vitesse (Figure 73 et Figure 74) en mode sain semblable aux structures à 5 phases, avec une forte capacité de défluxage (valeur maximale de la vitesse relative égale à 6,6), mais avec un facteur de puissance relativement peu élevé (0,779). Cette structure se caractérise par $\frac{L_{sync} I_{max}}{\phi} = 0,67$

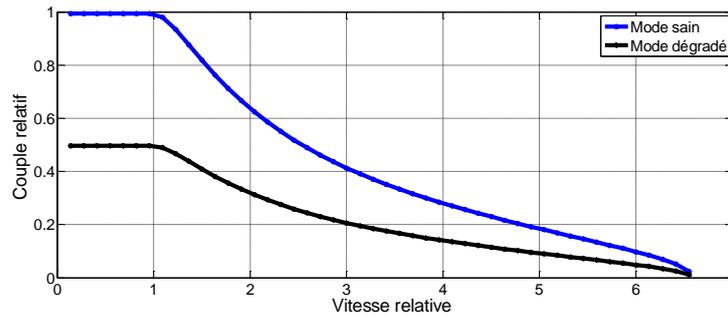


Figure 73: Caractéristique couple-vitesse d'une structure 2X3 phases décalées à 96 encoches et 56 pôles.

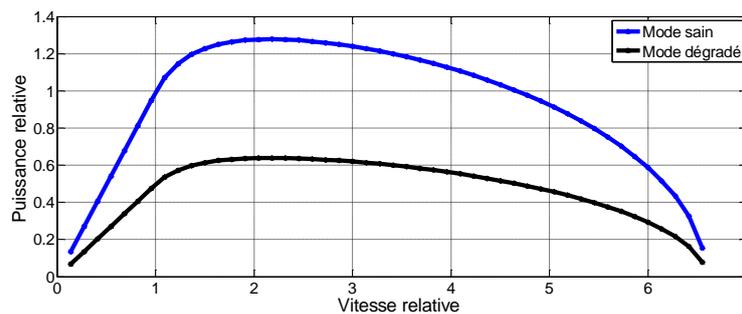


Figure 74: Caractéristique puissance-vitesse d'une structure 2X3 phases décalées à 96 encoches et 56 pôles.

Néanmoins, pour les machines à 5 phases et à 2X3 phases, les bobinages concentrés étudiés peuvent être caractérisés par un contenu spectral de FMM qui peut provoquer des vibrations liées aux forces radiales et l'augmentation des pertes par courants induits dans les aimants. L'évaluation qualitative de ces phénomènes est traitée dans la section suivante.

IV-Détermination d'autres critères de performance des MSAP à pôles lisses

IV-1-Influence de la géométrie de la machine sur les pertes par courant induit dans les aimants

Les pertes dans les aimants résultent de la variation du champ dans le matériau qui provoque des courants induits. Cette variation peut être due à la variation au niveau du rotor du champ créé par les courants statoriques (et donc à la nature de Force Magnétomotrice du Stator). Elle peut également être due à la variation de la perméance lors de la rotation du rotor qui provoque des fluctuations du champ créé par les aimants (effets d'encoche).

Ces pertes liées à l'encoche sont d'autant plus importantes que la vitesse de rotation est élevée. Elles dépendent des paramètres autres que la topologie de bobinage tels que le nombre d'encoches, le coefficient d'ouverture des encoches, la taille de l'entrefer, le niveau de saturation.

La partie des pertes liées à la force magnétomotrice créée par les courants au stator est directement liée à la topologie du bobinage. Ainsi les bobinages concentrés autour des dents

à pas fractionnaire, génèrent des champs tournants asynchrones, par rapport à la vitesse de rotation du rotor. Certains de ces champs tournants tournent à une vitesse inférieure à celle du rotor, et constituent les sous harmoniques d'espaces.

L'existence de ces champs tournant peut être déduite de l'analyse spectrale de la FMM. La FMM est liée à la topologie du bobinage et à la nature des courants qui le parcourent. Dans le cas des bobinages concentrés autour des dents à pas fractionnaire, les fonctions de bobinages (ou de distribution de conducteurs) contiennent en plus des harmoniques de rangs proportionnels au nombre de paires de pôles, des harmoniques de rangs fractionnaires. Ceci est dû au fait que la période spatiale du bobinage est supérieure à une paire de pôles. Leurs fréquences spatiales peuvent être alors inférieures au nombre de paires de pôles de la machine.

En plus de ces harmoniques d'espaces, viennent s'ajouter les harmoniques de temps qui sont liées la présence d'harmoniques de courants différents du fondamental. Ces harmoniques peuvent provenir soit d'une injection de courant visant à augmenter le couple électromagnétique (comme c'est le cas pour une machine à 5-phases), soit des courants parasites résultant d'imperfection liée à la commande (par exemple les harmoniques liées à la modulation de largeur d'impulsion des interrupteurs du convertisseur).

Ces phénomènes, génèrent des pertes rotoriques susceptibles de chauffer les aimants et de détériorer leurs performances. En effet chaque type d'aimant a un comportement spécifique par rapport à l'augmentation de la température. Par exemple les aimants de type Néodyme-fer-bore qui sont très employés en raison de leur haut niveau d'énergie magnétique peuvent se désaimanter s'ils s'échauffent. Donc suivant le type d'aimant dont on dispose au rotor, il faudra veiller à choisir le bobinage et la stratégie alimentation, de façon à ce que les pertes dans les aimants induites par les harmoniques d'espace de la force magnétomotrice, ne conduisent pas à des échauffements susceptibles de dégrader ses propriétés magnétiques.

Certains auteurs proposent un calcul analytique des courants induits dans les aimants et donc du niveau de pertes [108-113] ou encore un calcul par éléments finis en magnétodynamique [114]. D'autres dissocient les pertes liées à l'effet des encoches [115, 116] et celles liées aux harmoniques nocifs de la force magnéto motrice [109, 117]. Il est cependant à noter que si un calcul séparé des pertes par composantes (par exemple pour l'encoche et chaque composante de la FMM) donne des indications qualitatives, ce type de calcul ne suffit pas pour estimer par superposition correctement les pertes. En effet les pertes par courant de Foucault évoluent au carré des courants induits et n'ont donc pas un comportement linéaire par rapport aux sources qui les créent.

Au cours de la partie suivante nous allons nous intéresser essentiellement à la caractérisation d'un bobinage vis-à-vis des pertes dans les aimants, dues aux harmoniques de FMM qui sont directement en relation avec les topologies de bobinage et les stratégies d'alimentation. Pour évaluer au moins qualitativement ces pertes liées aux harmoniques de FMM, il faut être capable de déterminer la force magnétomotrice dans l'entrefer, créée par l'alimentation des phases au stator.

IV-1-1- Analyse qualitative contenu harmonique de la FMM en mode sain et dégradés

La FMM est déterminée à partir de la combinaison encoche / pôle, du nombre de phases et de la forme d'ondes des courants de phases. La fonction de bobinage exprimée par l'équation (3.28) [82], est d'abord déterminée à partir du schéma de bobinage. Les fonctions de bobinage obtenues auront une valeur moyenne nulle et seront décalées entre elles de $2\pi/m$ modulo 2π . Ainsi, comme décrit dans [82], ce décalage doit correspondre à un nombre fini d'encoches comme l'illustre l'équation (3.29), appelé indice de circularité (i_c) dans [99].

$$F_k = \sum_{f_s=1}^{\infty} A_{f_s} \cos[f_s(\theta - \theta_k) - \psi_{f_s}] \quad (3.28)$$

F_k : fonction de bobinage de la phase k ; A_{f_s} : amplitude maximale de l'harmonique de fonction de bobinage de fréquence spatiale f_s ; θ : la position angulaire dans l'entrefer ; θ_k : décalage spatial entre la fonction de bobinage de la phase k et celle de la phase 0 ; ψ_{f_s} : phase spatiale de l'harmonique f_s .

$$\theta_k = k \frac{2\pi}{Q_s} i_c = k \frac{2\pi}{m \cdot p} \text{mod} \left(\frac{2\pi}{p} \right) \quad (3.29)$$

Le terme θ_k peut alors s'écrire sous la forme suivante d'après [82]:

$$\theta_k = k \left(\frac{2\pi}{m \cdot p} + Y \frac{2\pi}{p} \right) = k \frac{2\pi}{Q_s} i_c \Rightarrow i_c = \frac{Q_s}{m \cdot p} + \frac{Y \cdot Q_s}{p} = \frac{Q_s}{m} \left(\frac{1 + Y \cdot m}{p} \right) \quad (3.30)$$

i_c est l'indice de circularité, qui peut également s'écrire sous la forme : $i_c = 2q \cdot (1 + Y \cdot m)$

Avec Y le plus petit entier qui rend i_c entier. Dans le cas d'un bobinage à pas entier, Y est nulle. Y est nulle également dans le cas d'un bobinage fractionnaire à $1/2$ encoche par pôle et par phase ($q = 0.5$).

La force magnéto motrice est alors calculée comme la somme des produits des fonctions de bobinage et des courants relatifs à chaque phase dont l'expression est donnée à l'équation (24).

$$FMM = \sum_{k=0}^{m-1} F_k i_k \quad (3.31)$$

Avec i_k le courant qui alimente la phase k . Ce courant peut être sinusoïdal ou contenir des harmoniques (c'est le cas, par exemple, lorsque l'on utilise une stratégie d'injection d'harmonique 3 de courant pour une machine 5-phases).

$$i_k = \cos \left[h \left(\omega t - (k-1) \frac{2\pi}{m} \right) - \varphi'_h \right] \quad (3.32)$$

Si l'on considère l'instant $t=0$ on a alors une expression de force magnétomotrice représentée par l'équation (3.33).

$$FMM = \sum_{f_s=0}^{\infty} \sum_{k=1}^m A_{f_s} \cos \left[\left(f_s \cdot \left(\theta - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{m} \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) \right) - \psi_{f_s} \right) \right] \times \cos \left[h \cdot (k-1) \cdot \frac{2\pi}{m} - \varphi'_h \right] \Rightarrow$$

$$FMM = \sum_{f_s=0}^{\infty} \frac{A_{f_s}}{2} \sum_{k=1}^m \left[\begin{aligned} & \cos \left[f_s \cdot \theta - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{m} \cdot \left[f_s \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) + h \right] - \psi_{f_s} - \varphi'_h \right] \\ & + \cos \left[f_s \cdot \theta - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{m} \cdot \left[f_s \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) - h \right] - \psi_{f_s} - \varphi'_h \right] \end{aligned} \right] \quad (3.33)$$

L'équation (3.33) permet de déterminer les harmoniques spatiaux susceptibles d'être présents dans la force magnétomotrice. Pour cela, il faut que le terme $\frac{f_s}{m} \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) \pm h$ soit un entier noté c dans [82]. Or d'après l'équation (3.30), le terme $\left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right)$ doit être une valeur entière. L'association de ces deux conditions conduit à une unique condition nécessaire et suffisante pour l'existence d'un harmonique spatial de fréquence spatiale f_s pour une injection d'un courant d'harmonique de rang h . Cette condition est représentée par l'équation (3.34).

$$f_s = \frac{p \cdot (c \cdot m \pm h)}{1 + Y \cdot m} \quad (3.34)$$

Cette expression dépend de l'harmonique de courant injecté h , du nombre de phases m et de la combinaison encoche/pôle (représentée par p et Y dans cette expression). Ainsi dans le cas d'un bobinage à pas fractionnaire, où Y peut ne pas être nul, il peut y avoir des harmoniques de rang fractionnaire ($\frac{f_s}{p} \notin \mathbb{N}$). On peut noter que les bobinages fractionnaires

à $q=0.5$ pour lequel Y est nul ont la particularité d'avoir un contenu spectral de FMM dépourvu d'harmoniques de rang fractionnaire, comme un bobinage à pas entier. Ce qui a un impact positif sur le niveau des pertes rotoriques du aux harmoniques de FMM.

L'équation (3.34) montre également l'avantage d'un nombre de phase élevé en termes de pertes rotoriques. En effet, les pertes rotoriques sont liées à une circulation de courants indésirables dans le rotor (aimants ou culasse). Cette circulation de courant provient en partie, du fait que si on considère la variation de la FMM en fonction du temps, les harmoniques d'espaces, hormis l'harmonique de rang p , tournent à des vitesses différentes

de celle du rotor (dans le même sens ou dans le sens inverse) [109, 110]. La vitesse relative d'un harmonique ν par rapport au rotor est exprimé par l'équation (3.35), d'après les références [109, 110].

$$\omega_{rv} = 2\pi f \left(\frac{\text{sgn}}{\nu} - \frac{1}{p} \right) \quad (3.35)$$

Avec :

$\text{sgn} = +1$ si l'harmonique tourne dans le même sens que le rotor

$\text{sgn} = -1$ si l'harmonique tourne dans le inverse par rapport au rotor

f étant la fréquence électrique du courant fondamental

La profondeur de pénétration de ce courant de circulation est inversement proportionnelle à la fréquence du signal de l'harmonique d'espace qui induit ce courant. Or si on analyse

l'équation (3.34), $\lim_{m \rightarrow \infty} \frac{p \cdot (c \cdot m \pm h)}{1 + Y \cdot m} = \frac{p \cdot c}{Y}$, Y étant la plus petite valeur possible,

l'augmentation du nombre de phases favorise à l'augmentation de la fréquence de l'harmonique spatial, et donc à un effet positif sur les pertes rotoriques.

Des exemples ont été pris sur des structures de machines à bobinage concentré autour des dents, où une analyse spectrale sera faite.

IV-1-1 A) Exemples d'analyse des FMM de structures en mode sain

Ce calcul a été appliqué à des structures de base à 5-phases, à bobinage concentré autour des dents, de types double couches.

- Structure double couches à 15 encoches et 12 pôles
 - Distribution des phases dans les encoches

Numéros d'encoches	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1 ^{ère} couche	+A	+C	+E	+B	+D	+A	+C	+E	+B	+D	+A	+C	+E	+B	+D
2 ^e couche	-D	-A	-C	-E	-B	-D	-A	-C	-E	-B	-D	-A	-C	-E	-B

- Caractérisation de la FMM :
 - Alimentation avec un courant sinusoïdal

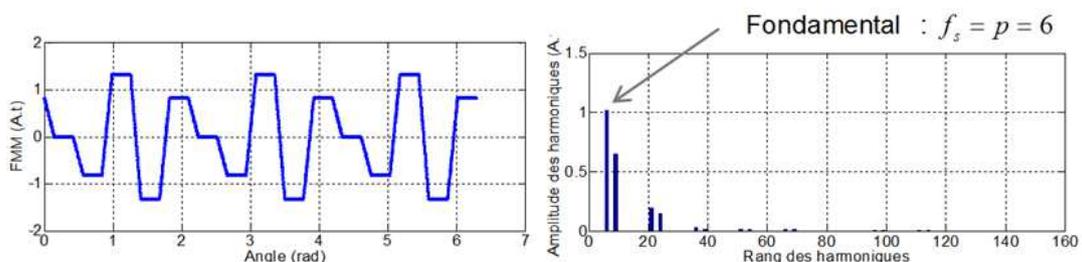


Figure 75:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 15 encoches et 12 pôles sans injection de courant d'harmonique 3

- Alimentation avec un courant sinusoïdal + h3 :

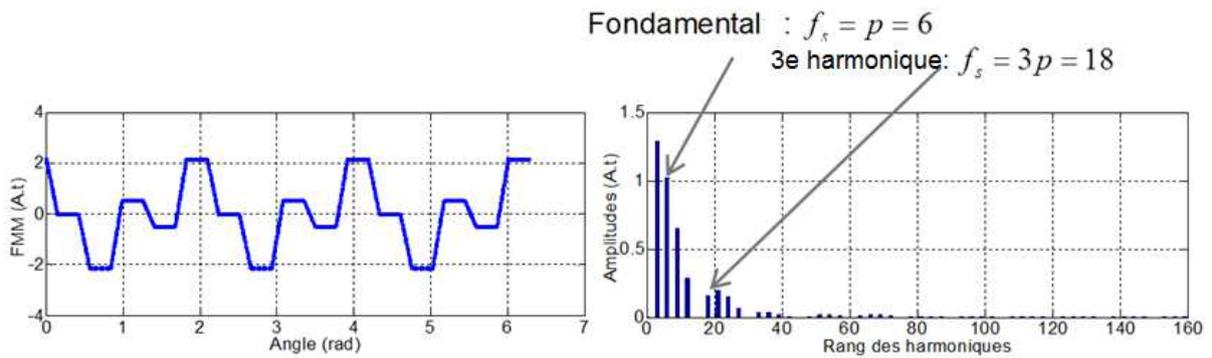


Figure 76:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 15 encoches et 12 pôles avec injection de courant d'harmonique 3

- Structure double couches à 15 encoches et 14 pôles
 - Distribution des phases dans les encoches

Numéros d'encoches	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1 ^{ère} couche	+A	-A	+A	+C	-C	+C	+E	-E	+E	+B	-B	+B	+D	-D	+D
2 ^e couche	-D	-A	+A	-A	-C	+C	-C	-E	+E	-E	-B	+B	-B	-D	+D

- Caractérisation de la FMM
 - Alimentation avec un courant sinusoïdal

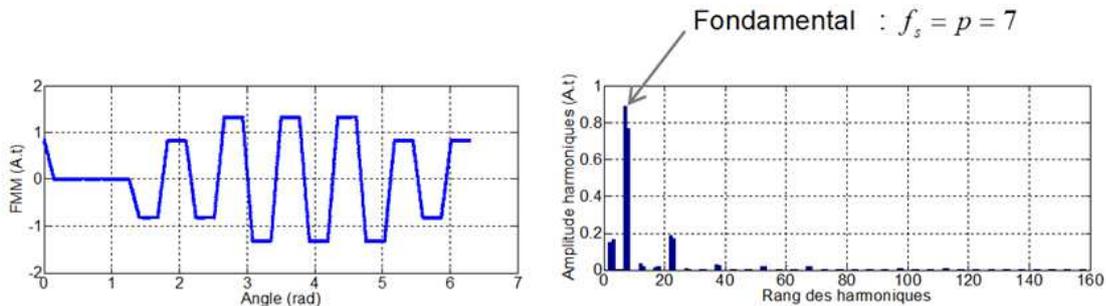


Figure 77:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 15 encoches et 14 pôles sans injection de courant d'harmonique 3

- Alimentation avec un courant sinusoïdal + h3

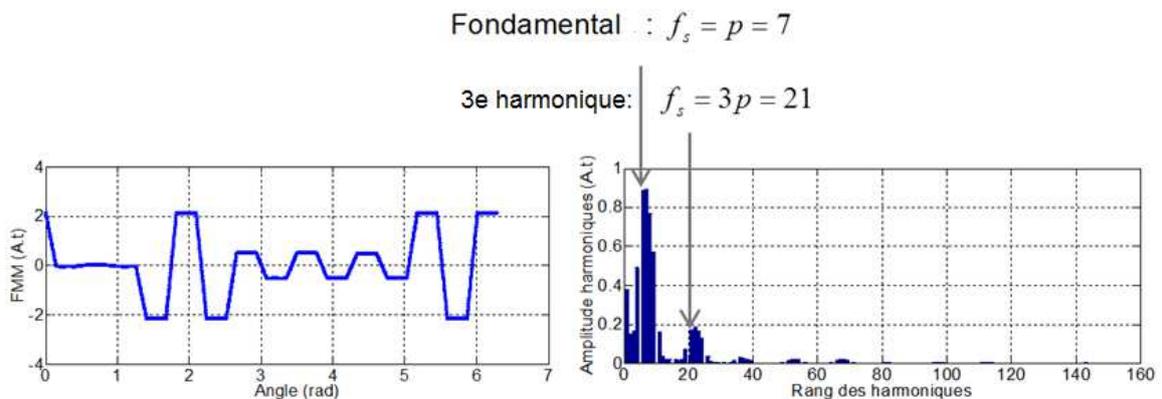


Figure 78:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 15 encoches et 14 pôles avec injection de courant d'harmonique 3

Pour des structures triphasées double étoile en phase l'alimentation en courant considérée est purement sinusoïdale. A titre d'exemple la structure à 18 encoches et 12 pôles a l'avantage d'avoir un nombre d'encoches par pôle et par phase égale à $q = 1/2$. En effet, ces structures ont la particularités d'être dépourvus d'harmoniques de rang fractionnaires, comme démontré dans [82].

- Structure à double couches à 18 encoches et 12 pôles
 - Distribution des phases dans les encoches

Numéros d'encoches	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1 ^{ère} couche	+A	+B	+C															
2 ^e couche	-C	-A	-B															

- Caractérisation de la FMM

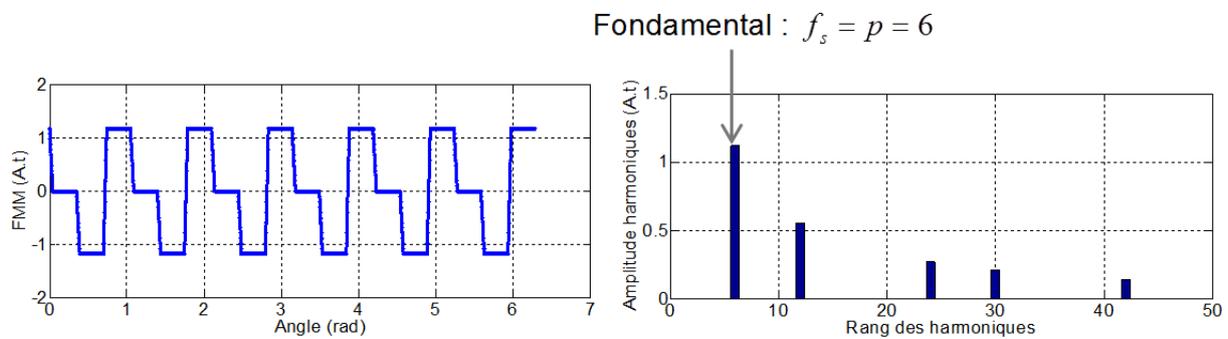


Figure 79:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 18 encoches et 12 pôles

Cette étude sur la caractérisation des forces magnéto motrices montre d'une part l'influence de l'injection d'un courant d'harmonique 3 sur le contenu harmonique de la FMM sur le MSAP à 5-phases. En effet, le but de l'injection d'harmonique 3 étant d'augmenter la valeur du couple électromagnétique en exploitant la machine fictive secondaire (cf chapitre II), il est néanmoins important de prendre en compte son influence sur le la FMM et donc le niveau de pertes dans les aimants permanents.

Pour chacune de ces structures, on peut identifier les harmoniques « utiles » de la FMM, c'est-à-dire, ceux qui sont susceptibles de produire un couple électromagnétique. Ces harmoniques sont identifiées par celles à une fréquence spatiale égale à p et éventuellement celles de fréquence spatiale égale à $3p$ dans le cas d'une injection d'harmonique de rang 3 de courant. En dehors de ces harmoniques, toutes les autres raies que l'on retrouve sur le spectre de FMM sont nocives et engendrent des pertes rotoriques.

Les harmoniques fractionnaires sont ceux pour lesquels $\frac{f_s}{p} \notin \mathbb{N}$.

Cette analyse en mode sain permet d'élaborer un premier critère de sélection en vue de minimiser les pertes rotoriques. Cependant il est intéressant de voir le comportement des FMM en modes dégradés si on applique les stratégies de commande définies dans le chapitre II.

IV-1-1-B) Analyse des FMM en mode de défaut.

Pour une MSAP à 5-phases fonctionnant en modes dégradés une analyse directe du contenu harmonique de la FMM à un instant donné est insuffisante. En effet, comme expliqué au chapitre II, le principe de la commande en modes dégradés consiste à contrôler à des valeurs constantes, les courants dans les bases fictives qui sont susceptibles de produire un couple électromagnétique de valeur moyenne non nulle. Cela revient à garder constant, l'harmonique de champ tournant correspondant à la fréquence spatiale $f_s = p$ dans le cas d'une association avec un convertisseur en pont et éventuellement celle correspondant à la fréquence spatiale $f_s = 3p$ si on utilise des ponts en « H » comme expliqué au chapitre II. Le reste du contenu harmonique des courants est alors une conséquence de cette alimentation. Dans ce cas, la perte d'une ou plusieurs phases conduit à un contenu harmonique de la FMM qui peut varier dans le temps.

En guise d'exemple, si on prend la structure à 15 encoches et 12 pôles, le fonctionnement en mode normal montre des harmoniques de FMM d'amplitudes constantes dans le temps, notamment la présence d'harmoniques de fréquences spatiales 6, 9, 21, 24 et suivants pour une alimentation sans injection de courant d'harmonique 3. Par contre, en mode dégradé de type une phase en défaut, avec une machine associée à un convertisseur à bras, il est impossible de caractériser la FMM par un contenu spectral fixe dans la mesure où la stratégie de commande vise à garder constant l'amplitude de l'harmonique de fréquence spatiale égale à 6 mais pas les autres. Il y aura donc apparition d'autres harmoniques qui vont varier dans le temps. Ceci est lié au fait que le champ magnétique de la machine fictive secondaire n'est pas contrôlé. Donc des harmoniques de fréquences spatiales 3, 12, 18, 27 apparaissent et varient dans le temps. Ceci est illustré par la Figure 80.

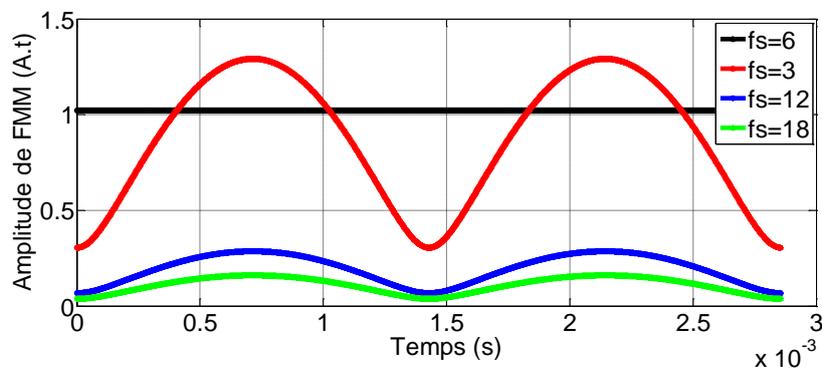


Figure 80: Amplitude des harmoniques de FMM en fonction du temps en mode une phase en défaut, pour une structure à 15 encoches et 12 pôles

Pour une alimentation de courant avec injection d'harmonique de rang 3 en défaut tel que décrite au paragraphe III-2-3-2 du chapitre II, on note la présence des fréquences spatiales suivantes : 3, 6, 9, 12, 18, 21, 24, 27 etc. Mais, contrairement au cas précédent, en mode dégradé de type une phase en défaut, les harmoniques restent constants. Il est même possible de retrouver un contenu spectral de FMM équivalent au mode sain en contrôlant le champ magnétique de la machine secondaire à une valeur nulle. Le contenu harmonique qui le caractérise dans ce cas est similaire à celui de la Figure 75.

Dans le cas d'une machine double étoile, on a traité l'exemple d'une structure 2X3 phases, en phases, à 18 encoches et 12 pôles. Les caractéristiques en termes de FMM, donc les

niveaux de pertes dans les aimants, seront différents suivant la disposition (répartition des bobines entre les deux étoiles) des deux étoiles dans les encoches. Pour analyser le comportement des harmoniques d'espaces vis-à-vis de la disposition des deux étoiles en mode dégradé, on a étudié la variation du spectre de la FMM de la machine en mode dégradé (1 étoile non alimentée) en fonction du temps pour plusieurs configurations possibles. Dans chacun des cas, on considère que c'est l'étoile a', b', c' qui est en défaut et isolé. Ces cas sont illustrés par les Figure 81, Figure 82 et Figure 83.

- 1^{er} cas :

Numéros d'encoches	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1 ^{ère} couche	+A	+B	+C	+A'	+B'	+C'	+A	+B	+C	+A'	+B'	+C'	+A	+B	+C	+A'	+B'	+C'
2 ^e couche	-C'	-A	-B	-C	-A'	-B'	-C'	-A	-B	-C	-A'	-B'	-C'	-A	-B	-C	-A'	-B'

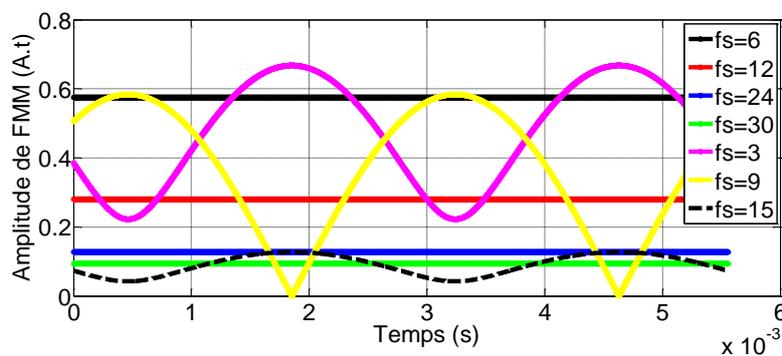


Figure 81: Variation en fonction du temps d'harmoniques d'espaces d'une machine à 18 encoches et 12 pôles fonctionnant au cas de défaut N°1

- 2^e cas :

Numéros d'encoches	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1 ^{ère} couche	+A	+B	+C	+A	+B	+C	+A	+B	+C	+A'	+B'	+C'	+A'	+B'	+C'	+A'	+B'	+C'
2 ^e couche	-C'	-A	-B	-C	-A	-B	-C	-A	-B	-C	-A'	-B'	-C'	-A'	-B'	-C'	-A'	-B'

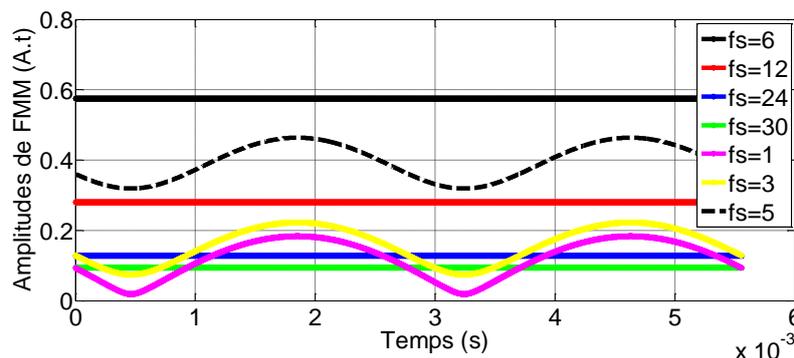


Figure 82: Variation en fonction du temps d'harmoniques d'espaces d'une machine à 18 encoches et 12 pôles fonctionnant au cas de défaut N°2

- 3^e cas :

Numéros d'encoches	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1 ^{ère} couche	+A	+B'	+C	+A'	+B	+C'	+A	+B'	+C	+A'	+B	+C'	+A	+B'	+C	+A'	+B	+C'
2 ^e couche	-C'	-A	-B'	-C	-A'	-B	-C'	-A	-B'	-C	-A'	-B	-C'	-A	-B'	-C	-A'	-B

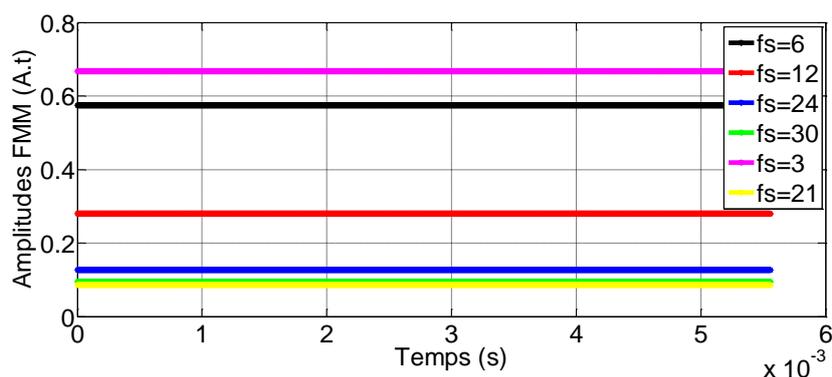


Figure 83: Variation en fonction du temps d'harmoniques d'espaces d'une machine à 18 encoches et 12 pôles fonctionnant au cas de défaut N°2

Cette étude montre que selon la disposition des deux étoiles, les harmoniques d'espaces ne se comportent pas de la même façon en cas de perte d'une étoile. En effet, la disposition des deux étoiles n'a pas d'impact sur le fonctionnement en mode sain. Cependant, en mode dégradé, elle a un impact significatif dans la mesure où elle définit la distribution des bobines de l'étoile restante. Le niveau des pertes rotoriques est lié à la variation de flux au rotor. Donc, tous les harmoniques, hormis ceux de fréquence spatiale égale à p induisent des pertes rotoriques dû au fait qu'elles ne tournent pas à la même vitesse que le rotor. En plus de cette différence de vitesse, peut s'ajouter une variation en amplitude des harmoniques (comme le montrent les Figure 81 et Figure 82), et les pertes rotoriques seront susceptibles d'être plus élevées.

On constate donc que si une analyse analytique et/ou qualitative à partir du contenu spectral de la FMM peut être fait en mode normal et dans certains modes dégradés avec les méthodes présentées dans la littérature (comme par exemple dans [37]), l'analyse de certains cas liés à des comportements dégradés semble plus délicate. En effet dans certains cas les contenus des FMM varient dans le temps. Bien que nous ayons mis en évidence ces phénomènes, le développement d'une méthode d'analyse rapide qui nous permettrait de qualifier de manière analytique les effets des bobinages en mode dégradé dans les cas où le spectre de la FMM varie a dépassé le cadre du travail présenté dans cette thèse et constituera une piste intéressante pour des travaux futurs.

Il est cependant à noter que bien que ce type de méthodes n'aient pas pu être développées pendant ce travail de thèse, il est toujours possible de disposer d'une évaluation des pertes par un calcul par éléments 2D (EF 2D) afin d'avoir un outil de caractérisation de ces niveaux de pertes dans les aimants comme expliqué en annexe 6.

IV-2-Evaluation qualitative des forces radiales

Dans le cas de machines à bobinage à nombre d'encoches par pôles et par phase fractionnaire, des répartitions déséquilibrées des pressions radiales s'exerçant entre le rotor et le stator peuvent exciter des modes de déformation mécaniques et provoquer des vibrations et des nuisances sonores. Ces phénomènes sont des aspects critiques pour leur intégration dans des applications où un certain niveau de discrétion acoustique est requis. Il est donc important de pouvoir évaluer la répartition des forces radiales s'exerçant sur la

machine. Certains auteurs proposent des calculs analytiques de ces forces radiales [118-120]. De manière simplifiée, nous avons développé un outil pour déterminer la distribution de la pression radiale sur la périphérie du rotor, par la méthode décrite dans [82]. Ceci nous permet de distinguer, selon la structure de bobinage, les structures qui sont susceptibles d'engendrer des efforts magnétiques néfastes conduisant à l'excitation des modes de déformation. Pour cela, on caractérise la pression radiale en fonction du temps et de la position angulaire par l'équation 26.

$$\sigma(\theta,t) = \frac{[B_n(\theta,t)]^2 - [B_t(\theta,t)]^2}{2\mu_0} \approx \frac{[B_n(\theta,t)]^2}{2\mu_0} = \frac{[(B_r(\theta,t))_{stator} + (B_r(\theta,t))_{rotor}]^2}{2\mu_0}$$

$$\sigma(\theta,t) \approx \frac{1}{2\mu_0} \cdot [\tilde{\lambda}_s \cdot FMM(\theta,t) + (B_r(\theta,t))_{rotor}]^2 \quad (3.36)$$

Avec $\tilde{\lambda}_s$ la perméance par unité de surface et $(B_r(\theta,t))_{rotor}$ l'induction magnétique créée par le rotor dans l'entrefer.

Si on reprend les exemples traités précédemment, les distributions des efforts magnétiques sont illustrées par les Figure 84, Figure 85 et Figure 86.

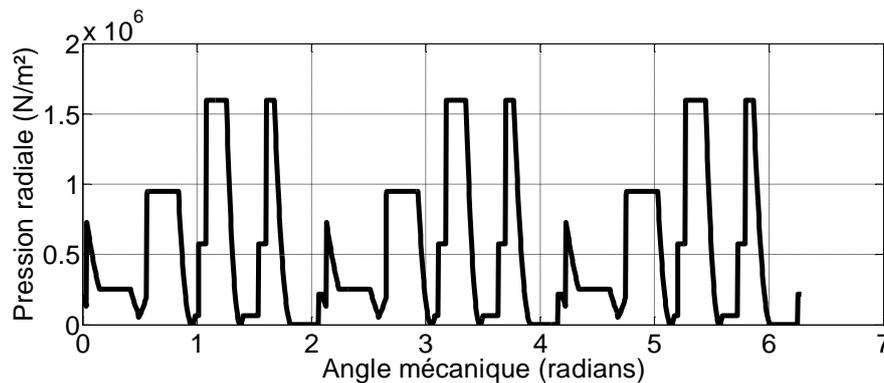


Figure 84: Répartition de la pression radiale en mode sain à un instant donné pour une MSAP à bobinage concentré double couche à 15 encoches et 12 pôles

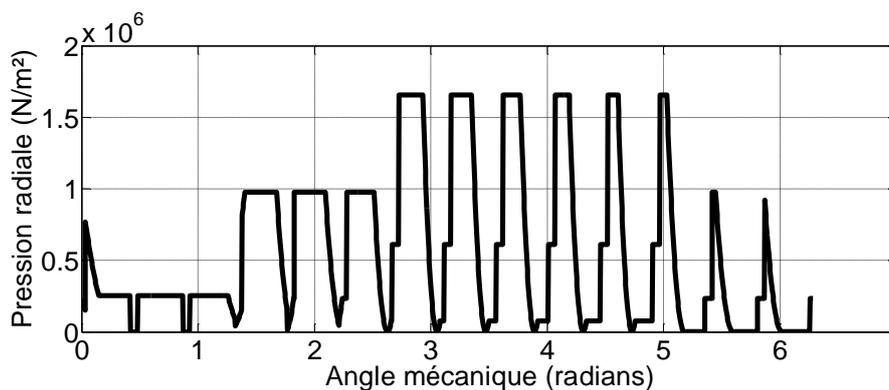


Figure 85: Répartition de la pression radiale en mode sain à un instant donné pour une MSAP à bobinage concentré double couche à 15 encoches et 14 pôles

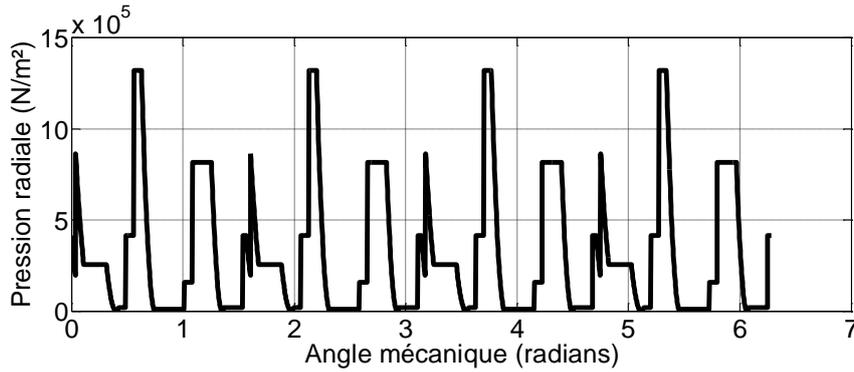


Figure 86: Répartition de la pression radiale en mode sain à un instant donné pour une MSAP à bobinage concentré double couche à 20 encoches et 12 pôles

L'analyse de ces figures montre que la répartition de la pression radiale varie beaucoup selon la combinaison encoche/pôle choisie. En effet, l'exemple de la structure à 5-phases à 15 encoches et 14 pôles montre une asymétrie de cette pression magnétique contrairement aux autres exemples où l'effort est relativement bien réparti sur la périphérie du rotor. Cette mauvaise répartition est susceptible de créer une force unidirectionnelle et donc de déformer les tôles ferromagnétiques du rotor et du stator.

Pour mieux répartir la force radiale, on a intérêt d'augmenter sa fréquence spatiale, donc avoir un mode de vibration élevé, afin de réduire la réponse mécanique et le bruit acoustique [82, 121, 122]. Pour assurer une discrétion acoustique et des forces radiales déséquilibrées, il faut vérifier l'absence de mode de vibration d'ordre faible (0, 1, 2 ou 3). Ces modes de vibration sont illustrés par la Figure 87.

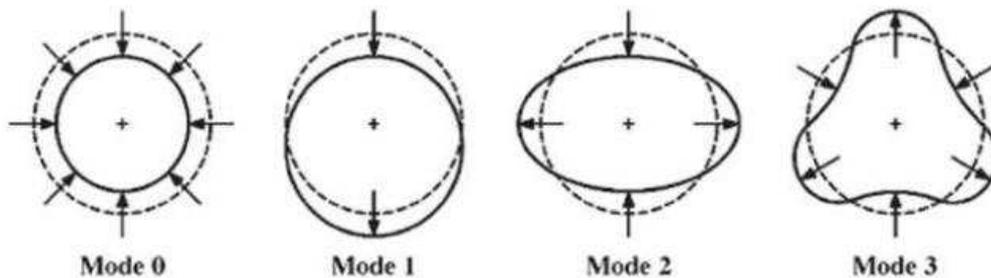


Figure 87: Formes de modes de vibration[119]

Ainsi, à partir de la topologie de bobinage, il est possible de déterminer le mode de vibration en mode sain. Plus la période spatiale des efforts sera grande, plus la machine sera susceptible de présenter les modes de vibrations décrits à la Figure 87. En d'autres termes on a intérêt à choisir des machines avec une périodicité (fréquence spatiale) de bobinage assez élevée pour éviter la présence de modes de vibration d'ordre faible.

Par contre, cette analyse ne prend pas en compte les modes dégradés. Pour ce faire, il va falloir considérer les stratégies de commande élaborées pour ces modes puis analyser le résultat de l'équation (3.36) dans ces conditions. Un exemple est pris sur la structure à 20 encoches et 12 pôles et la répartition de la force radiale en mode dégradé avec une phase en défaut est représentée par la Figure 88, après application des courants susceptibles de garder le couple électromagnétique constant.

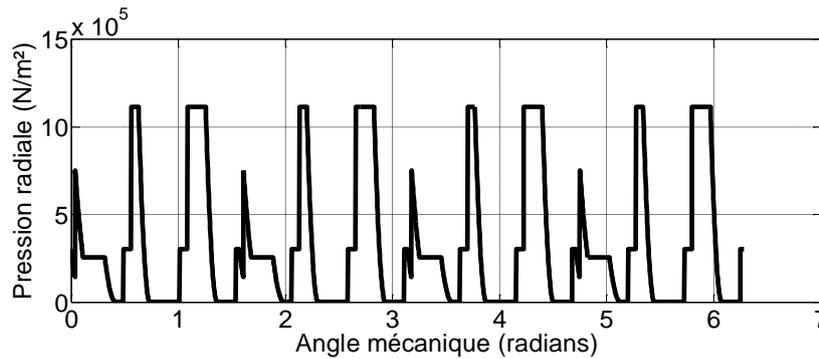


Figure 88: Répartition de la pression radiale en mode dégradé de type 1 phase en défaut à un instant donné pour une MSAP à bobinage concentré double couche à 20 encoches et 12 pôles

Cette répartition de la force radiale en mode dégradé montre une similitude avec celle en mode sain. En effet, ceci est lié au fait que la stratégie de commande adoptée vise à garder constant le champ tournant fondamental qui constitue l'essentiel de l'induction créée par le stator. Ce qui permet de garder alors la symétrie du point de vue magnétique malgré la perte de phase.

V-Conclusion

Ce chapitre a présenté des outils analytiques d'analyse et de modélisation qui permettent d'évaluer l'impact des caractéristiques internes (bobinages, dimensions) des machines électriques polyphasées et double étoile à aimants permanents déposés en surface à bobinages concentré sur leur comportement en vitesse variable. Nous avons ainsi mis en place un outil simple de génération de bobinages concentré performants pour des bobinages polyphasés. Cet outil est complété par un outil de calcul analytique des modèles électriques des machines (FEM et inductances) en fonction de leur bobinage et de leurs dimensions. Ceci permet de tracer pour une configuration dimensionnelle donnée les caractéristiques couple vitesse associée à une stratégie d'alimentation en mode sain et en modes dégradés. Ces outils ont été mis en œuvre sur des cas d'étude relatifs à des machines 5 phases et à double étoile triphasées correspondant à des cahiers des charges de machines basse vitesse de forte puissance devant fonctionner sur une large plage de vitesse. Cette étude de cas a montré que le choix de la combinaison encoche/pôle de la MSAP a une forte influence sur sa caractéristique couple-vitesse en mode sain et en modes dégradés. Des approches préliminaires d'analyse des comportements parasites (pertes dans les aimants et efforts radiaux déséquilibrés) de ce type de machine sont également proposées. Elles reposent sur une analyse analytique couplée à une approche numérique. L'utilisation de ces outils sur des exemples montre que des travaux restent à mener pour qualifier l'influence du fonctionnement en mode dégradé sur les pertes et les forces radiales qui s'exercent sur la machine. L'ensemble de ces outils constitue un environnement qui pourra lors de travaux futurs être mis en œuvre pour effectuer des travaux de dimensionnement systématique pour un cahier des charges donné.

Au cours du chapitre suivant, nous allons utiliser une partie de ces outils afin d'évaluer l'influence des stratégies de bobinage de machines polyphasées sur les performances globales en termes de production d'énergie d'un système hydrolien à pas fixe dans son environnement dans une approche systémique en considérant la possibilité d'un fonctionnement en défaut de longue durée.

**CHAPITRE IV : Etude du cycle
de fonctionnement sur site de
l'ensemble turbine hydrolienne
à pas fixe, convertisseur et
MSAP en modes sain et
dégradés**

I-INTRODUCTION

L'objectif de ce chapitre est d'évaluer la capacité d'extraction d'énergie d'une génératrice synchrone polyphasées à aimants permanents associée à une turbine hydrolienne à pas fixe sur un site hydrolien en modes sain et dégradés. L'utilisation d'une MSAP (Machine Synchrone à Aimants Permanents) avec un convertisseur à IGBT associée en entraînement direct à une turbine à pas fixe est un choix intéressant en termes de compromis coût/robustesse car cette solution permet de minimiser les systèmes mécaniques qui nécessitent des niveaux de maintenance élevés. Cette solution impose cependant des stratégies de commandes particulières, afin d'appliquer une stratégie d'extraction optimale avec limitation de puissance de pouvoir suivre une caractéristique couple vitesse particulière. Cette caractéristique comprend un mode de survitesse de type défluxage sur une large plage de fonctionnement en vitesse variable [18, 69] [2,4]. Cette caractéristique couple vitesse en mode sain constituera le principal élément du cahier des charges des ensembles convertisseurs machines que nous étudieront ici.

Du fait de la difficulté d'accès aux systèmes localisés sous la mer, nous supposons que si un défaut apparaît, un temps important de l'ordre de plusieurs semaines s'écoule entre l'apparition du défaut et une intervention de maintenance corrective. C'est pourquoi nous supposons que dans ce cas, l'utilisation de la machine en mode dégradé doit permettre de continuer d'extraire le plus possible de l'énergie. C'est pourquoi nous nous attacherons à quantifier l'énergie extraite en mode sain et en modes dégradés sur une période significative. Ainsi, après avoir caractérisé la ressource (courant de marées) d'un site typique sous forme de données statistiques, et fait le choix d'une turbine, nous comparerons plusieurs ensembles convertisseur machine et évaluerons leurs capacités à fonctionner avec des performances satisfaisantes en modes sains et dégradés.

II-Choix du site

Le choix du site sur lequel est basée l'étude est fait à partir de l'identification de sites potentiellement attractifs pour l'exploitation de l'énergie hydrolienne.

Une telle identification a été faite en Bretagne. Ce qui a permis de localiser des sites particulièrement attractifs en termes d'exploitation d'énergies renouvelables marines, illustrés par la Figure 89 tirée de [11].

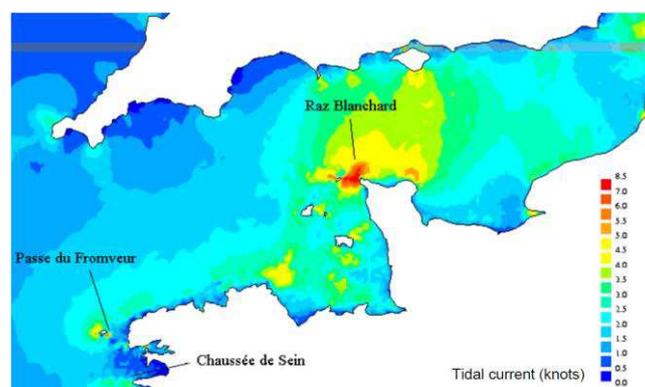


Figure 89: Cartographie des sites attractifs en Bretagne (France) tirée de [11].

Les données utilisées dans cette étude correspondent à un site situé dans le Raz du Sein où le potentiel énergétique est évalué dans [123]. Cette évaluation consiste à déterminer la vitesse des courants marins et leurs occurrences (OCC_i : nombre d'heures correspondant à chaque valeur de vitesse) sur une période significative au niveau de la variation des courants de marée (8424 heures). Cette étude montre que la vitesse des courants marins atteint sur ce site une valeur maximale de 3.6 m/s. Ce qui le situe parmi les sites les plus attractifs en termes de ressource énergétique.

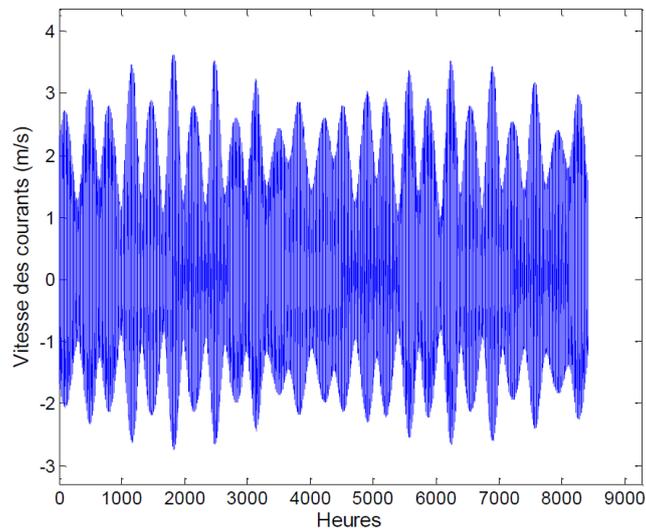


Figure 90: Vitesses des courants marins en fonction du temps, sur 8424 heures, tirée de [123].

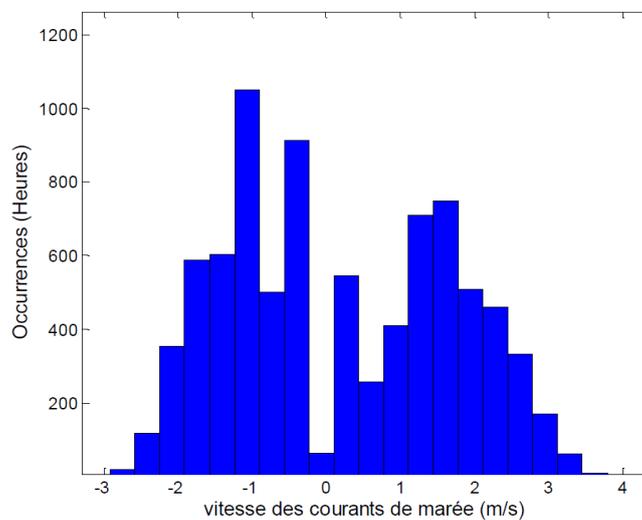


Figure 91: Répartition des occurrences en fonction des vitesses des courants marins, tirée de [123].

La connaissance de la valeur des courants marins et des occurrences de ces valeurs données à la Figure 91 et dans la Table 19 de l'annexe 7, permet de déterminer l'énergie cinétique sur le site, qui traverse une section balayée par les pâles de la turbine, de surface perpendiculaire à l'écoulement [123], durant la période d'étude. L'énergie extractible sur le site dépendra alors de la turbine choisie.

II-Choix de la turbine

II-1-Modélisation de la turbine

Pour des raisons de fiabilité, la turbine est choisie comme étant une turbine à pas fixe par opposition à une turbine à pas variable qui nécessite une maintenance plus fréquente. Cette turbine est conçue pour pouvoir fonctionner de manière similaire dans les 2 deux directions principales du courant (flot et jusant) en utilisant un profil de pale symétrique [124]. L'inversion du sens du courant correspond alors à une inversion de la vitesse de rotation. Une fois que toutes les caractéristiques du site d'exploitation sont déterminées et la turbine à mettre en place choisie, il faut définir une stratégie d'extraction de puissance adaptée. Si on se place dans le contexte particulier d'une turbine à pas fixe, on est amené, lorsqu'on est en dessous d'une vitesse nominale de courant marin V_n , à piloter la vitesse de la turbine de telle sorte que le maximum de puissance puisse être extrait pour chaque vitesse de courant. Puis à limiter cette puissance lorsque la valeur du courant dépasse cette valeur nominale. Au premier ordre, on peut considérer que la turbine à pas fixe que nous étudierons est caractérisée au sens de sa performance hydrodynamique par une courbe de coefficient de puissance qui dépend du rapport de la vitesse périphérique des pales et de la vitesse du fluide : $C_p = f(\lambda)$ avec $\lambda = \Omega \cdot R_{turbine} / v$ comme le montre la Figure 92.

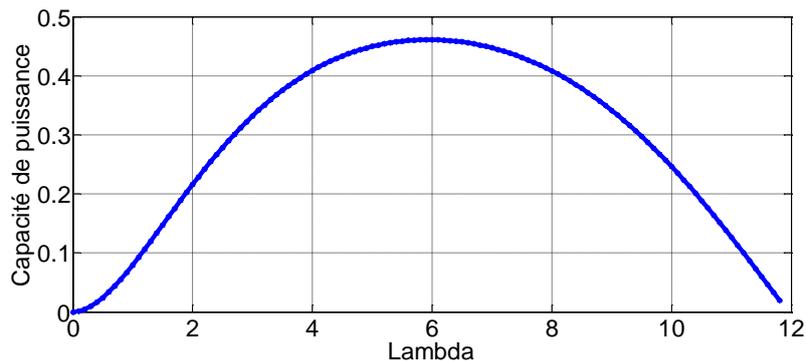


Figure 92: Exemple de Caractéristique $C_p = f(\lambda)$ de la turbine hydrolienne à pas fixe étudiée.

On constate qu'il existe une seule valeur de λ ($\lambda = 5,9$ dans notre cas) pour lequel le coefficient de puissance est maximal (ici $C_{pmax} = 0,46$). Dans la suite nous considérerons que la turbine étudiée correspond à la caractéristique de la Figure 92 et à un diamètre de 12m.

II-2-Stratégie de pilotage de la turbine [19]

Pour les valeurs de courant inférieure à V_n , il faudra alors adapter la vitesse de la turbine à la vitesse du courant afin de maintenir λ à sa valeur optimale de façon à ce que la puissance extraite soit maximale, d'où la stratégie de commande dite « MPPT » (« Maximum Power Point Tracking ») illustrée par la première partie de la courbe pointillée rouge présentée à la Figure 93. La puissance extraite par MPPT s'exprime par l'équation (4.1).

$$P_{MPPT} = \frac{\pi}{8} \rho_{eau} D^2_{turbine} C_{p,max} |v^3| \quad (4.1)$$

Au-delà d'une certaine vitesse de courant marin (vitesse nominale) on souhaite limiter la puissance extraite à la puissance nominale du système afin de trouver le meilleur compromis entre le dimensionnement de la chaîne électromécanique qui dépend directement de cette puissance nominale et la quantité totale d'énergie extraite. En effet les vitesses extrêmes de courant (au-delà de la vitesse nominale) ne se produisent que peu d'heures dans la période étudiée et ne sont donc associées qu'à une faible quantité d'énergie pouvant être extraite.

Si on prend comme référence le cas où on ne limite pas la puissance, la quantité d'énergie extractible (c'est-à-dire sans stratégie de limitation) avec la turbine peut être déterminée pour chaque vitesse de courant marin par l'équation (4.2) suivante [123] :

$$E^i(v_i) = \frac{1}{2} \rho_{eau} |v_i|^3 \times OCC_i(v_i) \times S_{turbine} \times C_{p,max} \quad (4.2)$$

Ainsi l'énergie totale extractible sans stratégie de limitation sur la période de référence correspond à la somme des énergies pour chaque vitesse de courant.

$$E_t = \sum_i E^i(v_i) \quad (4.3)$$

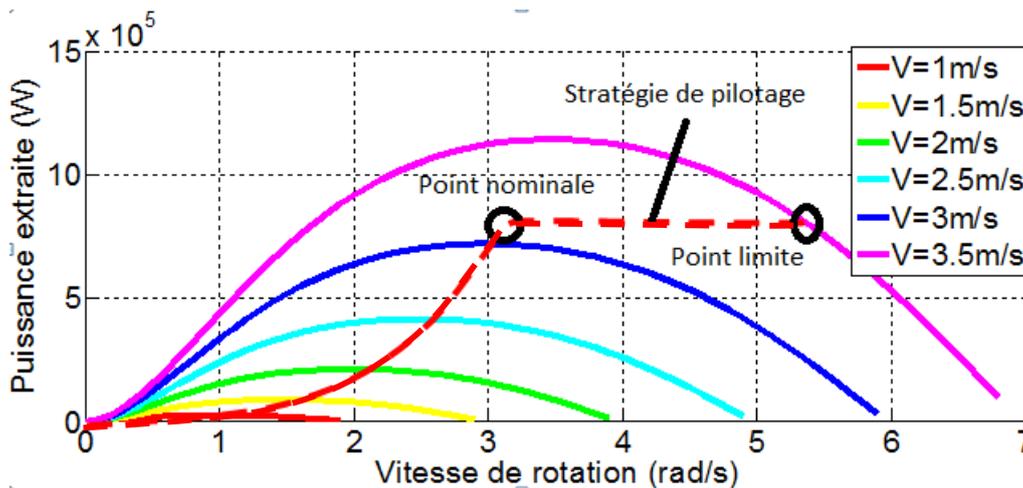


Figure 93: Commande d'une hélice hydrolienne par MPPT avec limitation de puissance pour une turbine de 12m correspondant à la courbe de Cp de la figure 92.

Si l'on utilise la stratégie présentée dans [19, 69], au de-là de la vitesse de courant nominale (correspondant à la puissance limite) on maintient la puissance constante par accélération de la turbine comme montré dans la deuxième partie de courbe pointillé rouge de la Figure 93. Ainsi, la puissance extraite s'exprime par l'équation (4.4).

$$P = \min(P_{MPPT}, P_{lim}) \quad (4.4)$$

la vitesse de courant au point nominal peut être caractérisée par l'équation (4.5).

$$V_n = \sqrt[3]{\frac{P_{lim}}{\left(\frac{\pi}{8} \rho_{eau} D^2 C_{p,max}\right)}} \quad (4.5)$$

la vitesse de rotation nominale correspondant à V_n de la turbine, Ω_n (en rad/s) est alors donnée par l'équation (4.6).

$$\Omega_n = \frac{\lambda_{opt} v_n}{(D_{turbine}/2)} \quad (4.6)$$

La vitesse de rotation maximale de la turbine est notée Ω_{lim} et est calculé à partir de l'intersection entre la consigne de puissance de la turbine et la courbe de puissance de la turbine correspondant à la vitesse maximale des courants marins (Figure 93). Ce point est représenté sur la Figure 93 (point limite) et est caractérisé par l'équation (4.7) et correspond au point de fonctionnement extrême sur le site.

$$\Omega_{lim} = \frac{\lambda_{lim} v_{max}}{(D_{turbine}/2)} \quad (4.7)$$

La valeur λ_{lim} est calculée par résolution de l'équation (4.8). Sachant que la fonction $C_p(\lambda)$ correspond à la Figure 92. Cette courbe de $C_p(\lambda)$ est alors interpolée comme dans [125] (fonction d'interpolation donnée à l'annexe 8).

$$C_p(\lambda) - \frac{P_{lim}}{\frac{\pi}{8} \rho_{eau} D_{turbine}^2 |v_{max}|^3} = 0 \quad (4.8)$$

Connaissant les valeurs de P_{lim} , les dimensions de la turbine et sa caractéristique ($C_p(\lambda)$) il est alors possible de déterminer l'énergie extraite par la turbine.

$$E_{extraite} = \sum_i P(v_i) \times OCC_i(v_i) \quad (4.9)$$

OCC_i étant le nombre d'heures de présence de la vitesse de courant v_i

La Figure 94 montre l'énergie extraite calculée en pourcentage par rapport à l'énergie maximale extractible en fonction de la puissance d'écrêtage (P_{lim} , est exprimée en pourcentage de la puissance maximale extractible sans limitation).

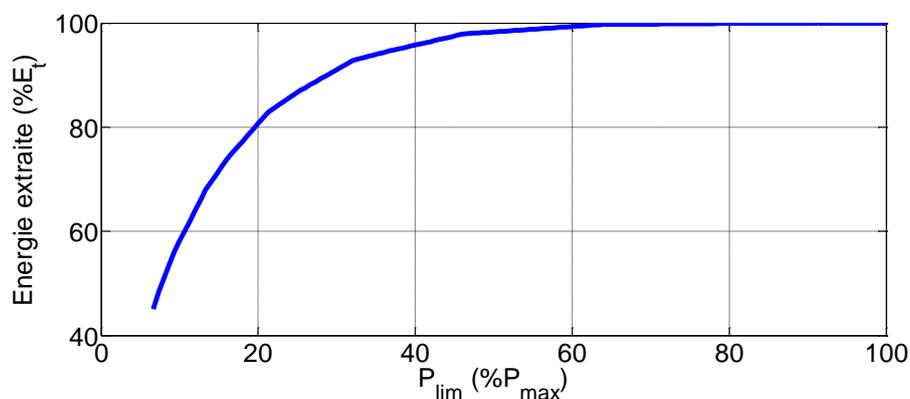


Figure 94: Energie extraite par l'hydrolienne en fonction de la puissance d'écrêtage.

On constate qu'un écrêtage à 30% de la puissance maximale permet d'extraire 87% de l'énergie totale [123]. Adopter cette valeur de puissance de limitation revient alors à écrêter la puissance à 380 kW, ce qui correspond à une vitesse de turbine, Ω_n , de 2.4 rad/s au point nominal (fin de MPPT). Nous adopterons ces valeurs pour la suite de l'étude. Ces valeurs constituent des paramètres clés pour le choix de l'ensemble convertisseur-machine. En effet, la stratégie de pilotage de la turbine permet d'obtenir une caractéristique couple-vitesse que l'ensemble convertisseur-machine doit être capable d'atteindre (Figure 95) pour suivre la stratégie d'extraction. Cette courbe est obtenue en divisant la caractéristique puissance/vitesse par la vitesse de rotation de la turbine. Cela signifie que la caractéristique couple vitesse intrinsèque de l'ensemble convertisseur machine en mode sain doit dominer cette caractéristique désirée.

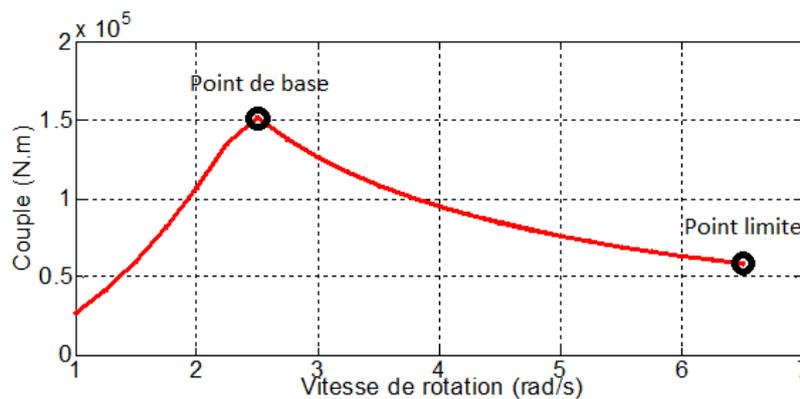


Figure 95 : Caractéristique couple-vitesse de la turbine hydrolienne en limitation de puissance.

Ainsi, pour pouvoir qualifier les capacités d'un ensemble convertisseur/générateur à extraire de façon optimale, la ressource disponible, il faut alors déterminer la caractéristique puissance/vitesse ou couple/vitesse qu'il peut atteindre (caractéristique intrinsèque). Cette caractéristique couple-vitesse devra dominer celle de la turbine hydrolienne de manière à ce que l'ensemble convertisseur-machine soit en mesure d'extraire l'énergie disponible selon la stratégie définie.

Afin de pouvoir qualifier les capacités d'extraction d'un système basé sur une machine synchrone pentaphasée à aimants permanents, nous avons étudiés des ensembles convertisseur/machine polyphasés en mode sain et en modes dégradés. Différents cas sont étudiés selon le type de convertisseur et le contenu harmonique de la force électromotrice.

III-Caractéristiques de l'ensemble convertisseur-machine

Le choix de l'ensemble convertisseur-machine est fait selon les critères de redondance. Pour cela, nous avons étudié le cas d'une MSAP à 5 phases associée à un convertisseur à 5 « bras » et d'une MSAP à 2X3 phases associées à 2 onduleurs triphasés indépendants. L'intérêt est pour chaque structure, de choisir la « meilleure » machine capable d'extraire au mieux l'énergie disponible, tout en ayant la capacité d'extraire une quantité d'énergie assez significative en mode dégradé. Dans la mesure où le système est à entraînement direct, la vitesse nominale ou vitesse de base de la génératrice devra correspondre à celle de la turbine, notée Ω_n . Le point de base de la machine qui correspond au moment où la tension

atteint la tension nominale correspondra donc à cette vitesse nominale et le couple nominal des machines étudiées correspondra à ce point de base (P_{lim} à Ω_n).

III-1-Choix des données caractéristiques de la MSAP en mode sain

Le choix de la tension du bus DC du convertisseur, qui revient à faire le choix de la tension simple maximale pouvant être contrôlée au niveau de la génératrice, est un élément important dans la détermination de la caractéristique couple-vitesse. Cette tension du bus DC est fixée à une valeur de 2000 V pour tous les cas.

Sachant que le système est à entraînement direct, les caractéristiques de la turbine imposent alors un couple nominal à la vitesse de base de $1,56 \cdot 10^5$ N.m. La caractéristique couple-vitesse de la MSAP doit dominer celle de la turbine. Cette contrainte impose d'avoir un couple de la machine supérieur ou égal à $5,85 \cdot 10^4$ N.m à la vitesse maximale de 6,5 rad/s (point de vitesse limite de la Figure 95). Ces valeurs liées au cahier des charges sont données dans la première partie de la Table 10.

Dans [123] une machine triphasée à une encoche par pôle et par phase a été optimisée en termes de dimensions géométriques pour ce cahier des charges. Nous conserverons les grandeurs géométriques de la Table 11 et les garderons constantes pour toutes les machines à bobinages concentrés étudiées. Ainsi au premier ordre, les pertes et le volume global des machines étudiées demeurent constants en mode sain et seront compatibles avec l'application.

Table 10: Caractéristiques liées au cahier des charges hydrolien.

Caractéristiques générales	
Couple de base (kN.m)	156
Vitesse de base (tr/min)	22,9
Couple à la vitesse limite (kN.m)	58,5
Vitesse limite (tr/min)	62
Tension du bus DC (V)	2000
Paramètres fixés de la machine	
Coefficient de remplissage des encoches	0,5
Ouverture relative des aimants	0,66
Ouverture relative des encoches	0,5
Densité de courant des conducteurs (A/mm ²)	2,214
Charge linéique en courant (A/m)	37214

Table 11: Dimensions calculées de la MSAP pour le cahier des charges hydrolien pour toutes les machines

Rayon d'alésage du stator (m)	1,413
Longueur active (m)	0,807
Ouverture relative des dents	0,5
Hauteur des becs (mm)	0,5
Hauteur des aimants (mm)	6,6
Taille de l'entrefer (mm)	5

III-2-Application aux structures étudiées

Le choix de la structure capable d'extraire au mieux l'énergie hydrolienne disponible, est fait en tenant compte des spécifications ainsi que les hypothèses données précédemment et basé sur les paramètres qui figurent sur les Table 10 et Table 11. Pour chacune des structures d'ensemble convertisseur-machine précitées, l'idée est de déterminer le bon dimensionnement de MSAP qui pourrait être adapté au site. Pour cela, la méthodologie adoptée est la suivante :

- Paramètres fixés :
 - Choix de la combinaison d'encoches/pôles basé sur les critères de performances définis dans le chapitre III.
 - On fixe les paramètres de la 2^e partie de la Table 10.
- Paramètres calculés :
 - Calcul analytique des caractéristiques électriques pour un nombre de spires au stator égale au nombre de bobines (induction, FEM, courant de phase, inductances).
 - Calcul du nombre de spires nécessaire pour atteindre la tension souhaitée à la vitesse nominale (point de base) et des caractéristiques électriques correspondant à ce nombre de spires.

Une fois que la structure est choisie, il faut quantifier l'énergie extraite en mode sain sur la période de référence, vis-à-vis des caractéristiques du site du Raz du Sein, répertoriées dans la Table 19 et en annexe 7. Ensuite il faut calculer la quantité d'énergie extractible en modes dégradés.

Dans un premier temps, nous allons étudier une structure d'ensemble convertisseur à 5 « bras » associé à une machine synchrone à aimants permanents à 5 phases. Ensuite, une structure avec 2 convertisseurs indépendants à 3 « bras » associée à une MSAP à 2X3

phases. Les caractéristiques couple/vitesse de ces structures doivent dominer celle de la Figure 95 imposée par la turbine, tout en ayant un facteur de puissance le plus élevé possible, afin d'éviter de surdimensionner le convertisseur.

III-2-1-Application à une MSAP à 5 phases associée à un convertisseur à 5 « bras »

La structure de MSAP à 5 phases considérée dans cette étude possède 120 encoches et 144 pôles et un bobinage concentré à pas fractionnaire, double couches. Cette structure est caractérisée par un coefficient de bobinage du fondamental de FEM de 0.95 (Figure 96) et une périodicité de 24. Elle est caractérisée par des réactances synchrones liées respectivement aux machines fictives primaire et secondaire, $X_{sync1} = 0.71 pu$ et $X_{sync3} = 0.83 pu$.

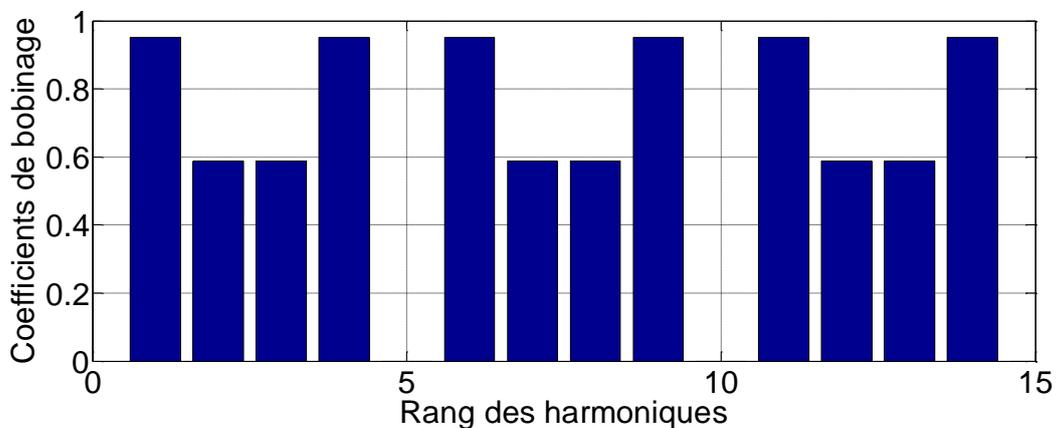


Figure 96: Coefficients de bobinage de la structure à 120 encoches et 144 pôles.

Par une démarche similaire à celle décrite dans le chapitre III, connaissant la structure de bobinage selon la combinaison encoche/pôle, le nombre de spires est calculé de manière à atteindre la tension de phase imposée par la tension du bus DC.

III-2-1-1-Calcul des puissances extraites

Une fois que la structure complète de la machine et du convertisseur est connue, nous déterminons la caractéristique couple vitesse de l'ensemble convertisseur-machine par la méthode décrite de manière détaillée au chapitre II qui consiste à maximiser le couple électromagnétique en respectant des contraintes sur les valeurs maximales de courant et de tension de phases. Ceci nous permet de tracer la caractéristique puissance-vitesse de l'ensemble convertisseur-machine et de la superposer aux caractéristiques de la turbine pour les différentes vitesses de courant sur site (Figure 97). La Figure 97 montre que la caractéristique puissance-vitesse de l'ensemble convertisseur-machine en mode sain domine bien celle qu'impose la turbine.

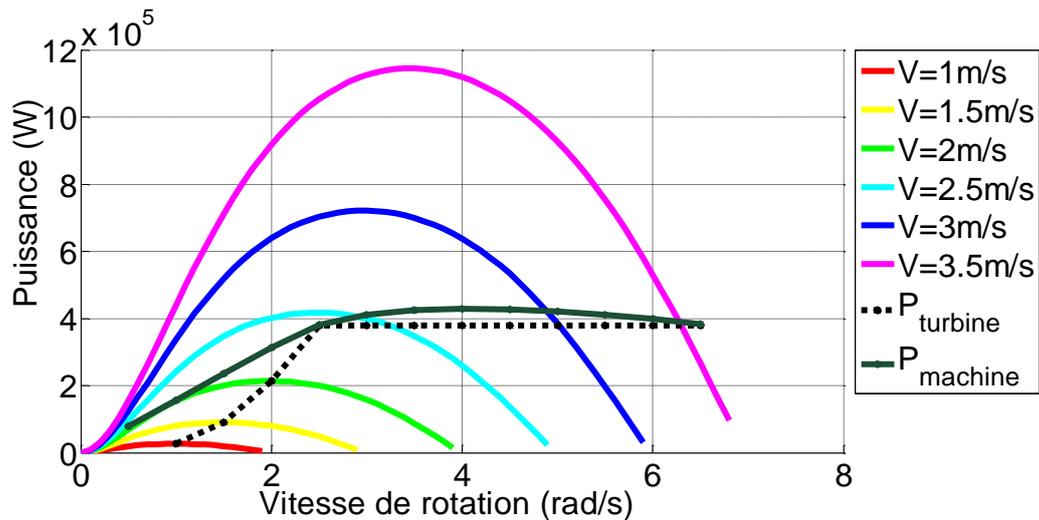


Figure 97: Caractéristiques de la turbine à chaque vitesse de fluide, stratégie de pilotage et caractéristique puissance-vitesse de l'ensemble convertisseur 5 "bras" - MSAP à 5 phases

Le choix de cette structure de machine se justifie non seulement par le fait que sa caractéristique puissance-vitesse domine celle de la turbine, permettant ainsi d'exploiter la turbine de manière efficace selon la stratégie définie précédemment mais aussi par le fait qu'elle est caractérisé par un facteur de puissance assez élevé au point de base ($\cos\varphi = 0,81$).

La connaissance de cette caractéristique permet de déterminer la puissance extractible par l'ensemble turbine-machine-convertisseur pour chacune des vitesses de courant (v_i). Cette puissance correspond à la valeur maximale de la partie de la courbe puissance vitesse de la turbine pour la vitesse de courant (v_i) qui se situe sous la caractéristique puissance vitesse de l'ensemble convertisseur machine. Ainsi si le maximum de la courbe de puissance de la turbine correspondant à la vitesse de courant (v_i) est situé sous la caractéristique couple vitesse de l'ensemble convertisseur machine, l'ensemble convertisseur machine peut extraire la puissance correspondant à la MPPT. Ce cas est illustré par la Figure 98 correspondant à $v_i=1,4\text{m/s}$.

Si le maximum de la courbe de puissance de la turbine correspondant à la vitesse de courant (v_i) est située au-dessus de la caractéristique couple vitesse de l'ensemble convertisseur machine. La puissance extractible sera alors limitée au minimum des valeurs de la puissance de limitation (puissance au point de base) et de la puissance correspondant à l'intersection de la caractéristique puissance vitesse de la turbine correspondant à la vitesse de courant (v_i) et de la caractéristique de l'ensemble convertisseur machine. Ce cas est illustré à la Figure 99 correspondant à $v_i=2,6\text{ m/s}$. La Figure 100 correspond au cas de la vitesse de base (cas limite entre les cas précédents) obtenu pour une vitesse de courant de $2,4\text{ m/s}$.

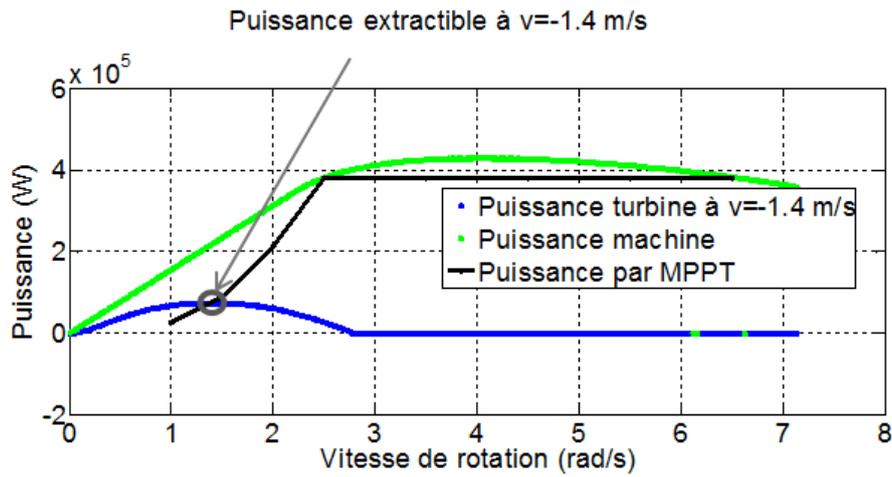


Figure 98: Caractéristique puissance/vitesse de la turbine en fonction de la vitesse de rotation à $v=1.4$ m/s, superposée à la caractéristique puissance-vitesse de la machine et la puissance par MPPT.

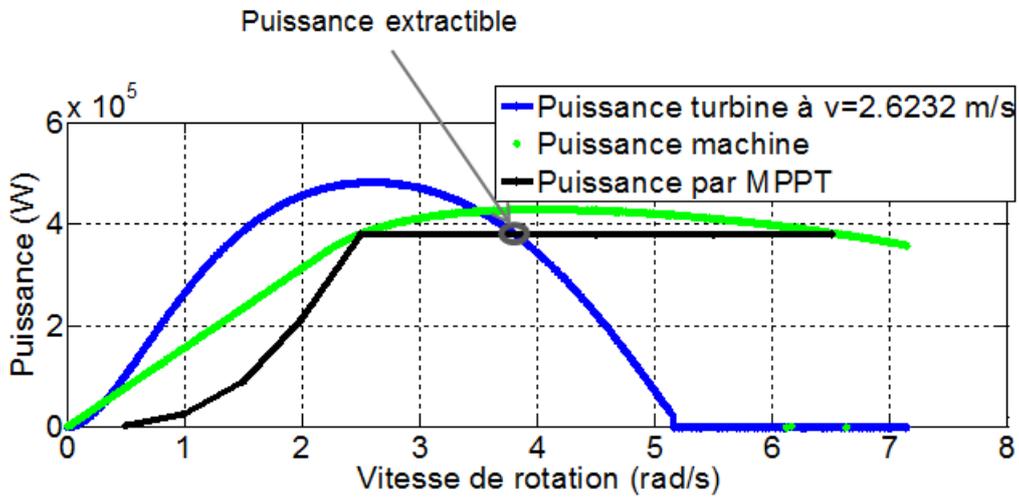


Figure 99: Caractéristique puissance/vitesse de la turbine en fonction de la vitesse de rotation à $v=2.6$ m/s, superposée à la caractéristique puissance-vitesse de la machine et la puissance par MPPT.

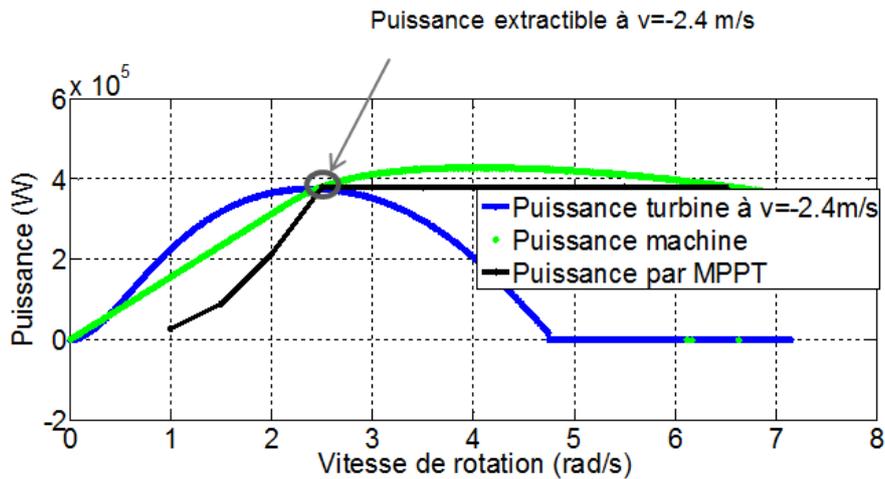


Figure 100: Puissance de la turbine en fonction de la vitesse de rotation à $v=2.4$ m/s, superposée à la caractéristique puissance-vitesse de la machine et la puissance définie par la stratégie de pilotage de la turbine.

Cette analyse permet de faire le calcul de l'énergie extraite sur la période de référence en appliquant l'équation 9. Elle peut être étendue aux modes dégradés en utilisant les caractéristiques couples de vitesse de l'ensemble convertisseur/machine en mode de défaut déterminées selon la méthodologie décrite au chapitre 2. Dans le cas de la machine 5-phases avec onduleur à bras ces caractéristiques sont données à la Figure 101. On peut remarquer que dans le cas où un défaut apparaît, la puissance est limitée par la nouvelle caractéristique à une puissance inférieure à la puissance de limitation en mode sain, comme le montre la Figure 102. On peut également remarquer que dans le cas des vitesses de courant élevées, il est possible qu'aucune intersection n'existe entre les 2 caractéristiques (à part celle au début de la courbe). Dans ce cas la production d'énergie sera nulle.

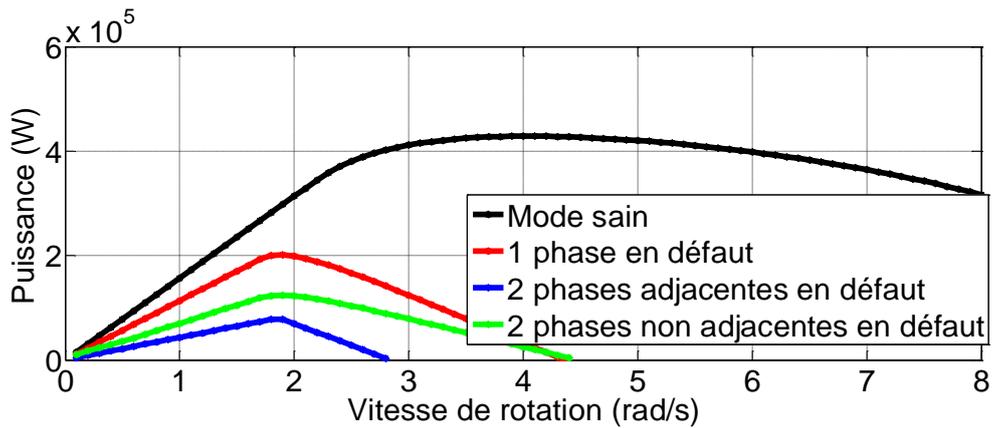


Figure 101: Caractéristiques puissances-vitesses en mode sain et en modes dégradés (ouverture de phase) de la MSAP à 5 phases.

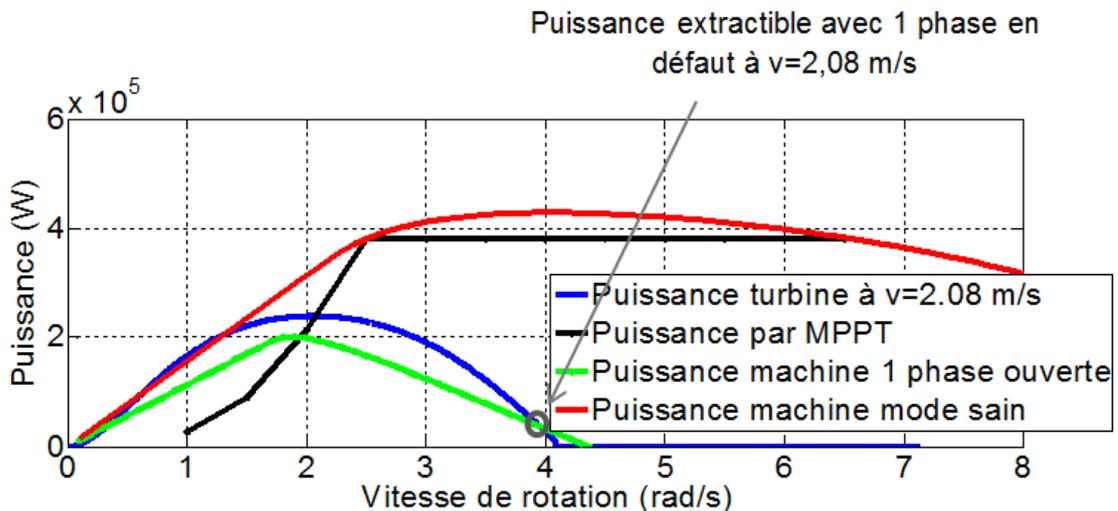


Figure 102: Caractéristique puissance/vitesse de la turbine en fonction de la vitesse de rotation à $v=2,08$ m/s, superposée à la caractéristique puissance-vitesse de la machine en mode sain, celle en mode 1 phase en défaut et la puissance par MPPT.

III-2-1-2-Comparaison des puissances et énergies extraites en modes sains et dégradés

Pour chacun des modes, la puissance extraite à chaque vitesse de courant est calculée, par la méthode expliquée au paragraphe précédent. Cette analyse a permis la détermination de

la Table 12 et de la Figure 103 qui donnent les valeurs des puissances extraites en mode sain et en modes dégradés, suivant les vitesses de courant.

Table 12: Puissances extraites à chaque mode de fonctionnement par une MSAP à 5 phases en fonction des vitesses des courants marins.

Vitesse de courant (m/s)	Puissance extraite en mode sain (kW)	Puissances extraites en modes dégradés (kW)		
		Une phase en défaut	Deux phases non adjacentes en défaut	Deux phases adjacentes en défaut
-2.7494	380	22,51	14,218	0
-2.4136	375.31	27,401	16,132	0
-2.0778	205.98	37,341	24,533	0
-1.742	141.18	14,18	91,694	0
-1.406	74.253	74,253	74,253	71,734
-1.0704	32.757	32,757	32,757	32,757
-0.73466	10.588	10,588	10,588	10,588
-0.39887	1,69	1,69	1,69	1,69
-0.063	$6,69 \cdot 10^{-3}$	$6,69 \cdot 10^{-3}$	$6,69 \cdot 10^{-3}$	$6,69 \cdot 10^{-3}$
0.2727	$541,6 \cdot 10^{-3}$	$541,6 \cdot 10^{-3}$	$541,6 \cdot 10^{-3}$	$541,6 \cdot 10^{-3}$
0.60849	6,017	6,017	6,017	6,017
0.94428	22,485	22,485	22,485	22,485
1.28	56,015	56,015	56,015	55,992
1.61586	112,67	112,67	112,67	0
1.9516	198,52	198,52	45,273	0
2.2874	315,89	29,995	17,073	0
2.6232	380	24,089	14,854	0
2.959	380	20,352	13,327	0
3.2948	380	17,697	12,199	0
3.6306	378,95	15,717	11,318	0

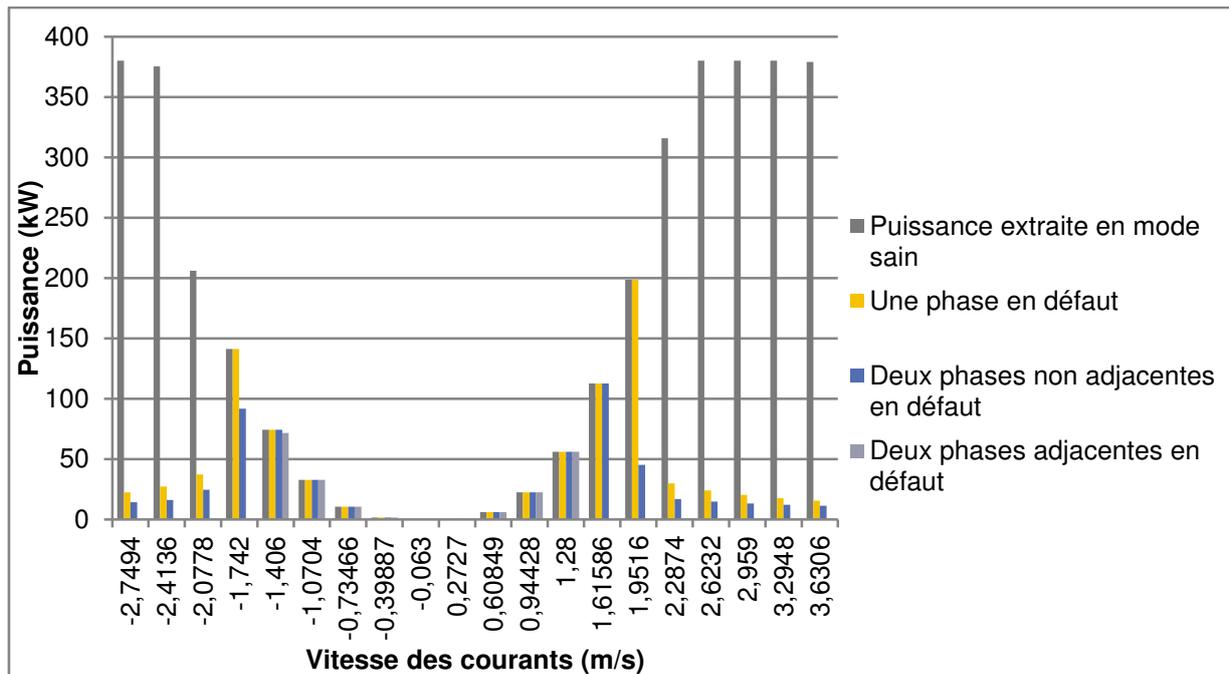


Figure 103: Puissances extraites en mode sain et en modes dégradés selon les vitesses de courants de la MSAP à 5 phases.

En modes dégradés la puissance produite est inférieure à la puissance en mode sain. Ce phénomène s'explique d'une part par le fait qu'en mode dégradé (avec une ou deux phases en défaut) la puissance est limitée par la perte de phase, comme le montre la Figure 101. La caractéristique puissance-vitesse de la machine ne domine plus dans ce cas la courbe de puissance définie par la stratégie de pilotage de la turbine. De plus, la plage de vitesse de la machine est réduite en mode dégradés ce qui explique la diminution puis l'annulation de la puissance pour les vitesses de courant élevées.

Connaissant les puissances extraites selon le mode de fonctionnement ainsi que les occurrences des vitesses de courant, il est possible de déterminer par l'équation (4.9), la quantité d'énergie extraite sur un cycle de 8424 heures, pour chaque mode de fonctionnement. Ce calcul est illustré par la Figure 104, qui montre une quantité d'énergie de 3,2 MWh extraite en mode sain sur un cycle alors qu'en mode dégradés cette énergie est seulement de 1,6 MWh pour une phase en défaut, de 1,168 MWh pour deux phases non adjacentes en défaut et de 0,54 MWh pour deux phases adjacentes en défaut. Ces valeurs montrent que les pertes d'énergies ne sont pas dans les mêmes proportions que la diminution de puissances à cause de la non homogénéité des occurrences de vitesse de courant. En effet la différence entre les puissances extraites en mode sain et en mode dégradés est surtout importante au niveau des vitesses extrêmes.

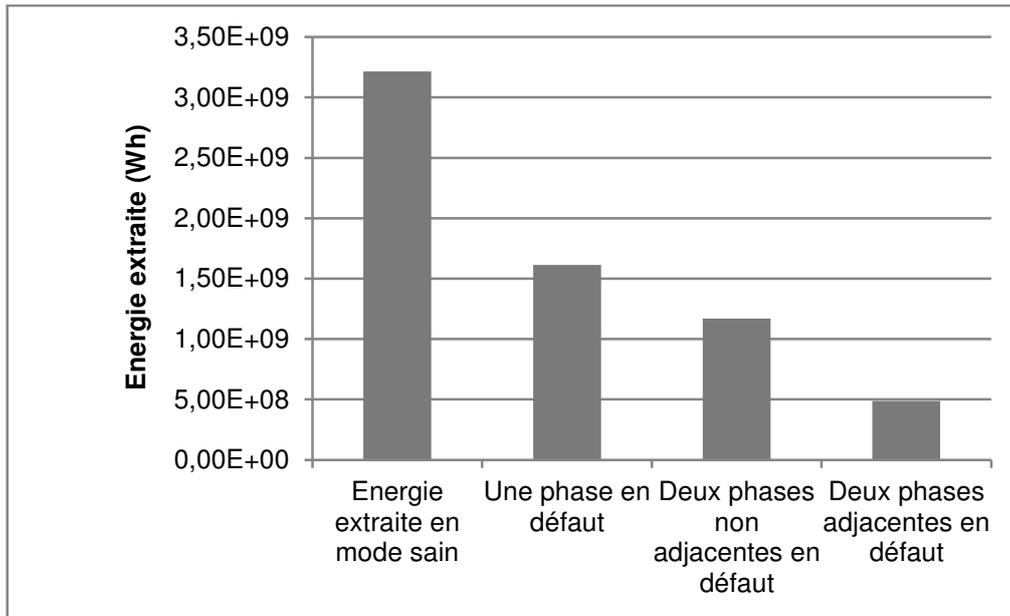


Figure 104: Énergie extraite à chaque mode de fonctionnement d'une MSAP à 5 phases pour un cycle.

III-2-2-Application à une MSAP à 2X3 phases associée à deux convertisseurs indépendants à 3 « bras »

Une étude similaire sur une structure à 2X3 phases associée à deux convertisseurs indépendants à 3 « bras », a été effectuée afin de faire une comparaison entre les deux structures. Le choix de la MSAP est porté sur une structure à 126 encoches et 140 pôles. En effet cette structure permet en mode sain de dominer la courbe de de puissance imposée par la stratégie de pilotage de la turbine. Elle est caractérisée par un facteur de puissance à la vitesse de base de 0.8 et une réactance synchrone $X_{sync} = 0.65 pu$.

Les caractéristiques électromécaniques de la machine sont également basées sur les données de la Table 10. La Figure 105 montre que la caractéristique puissance-vitesse de la machine choisie domine quasiment la totalité de la courbe de puissance désirée (à l'exception des vitesses les plus extrêmes).

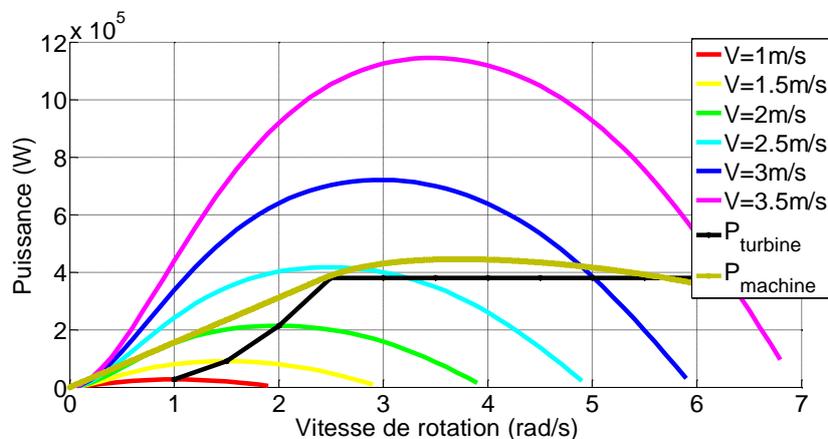


Figure 105: Caractéristiques de la turbine à chaque vitesse de fluide, stratégie de pilotage et caractéristique puissance-vitesse de l'ensemble deux convertisseurs à 3 "bras" - MSAP à 2X3 phases.

Dans le cas d'un fonctionnement en mode dégradé, la stratégie de gestion du défaut consiste à isoler l'étoile en défaut, de telle sorte que la caractéristique puissance vitesse de la machine en mode dégradé correspond à une puissance réduite de moitié pour les mêmes vitesses, comme le montre la Figure 106.

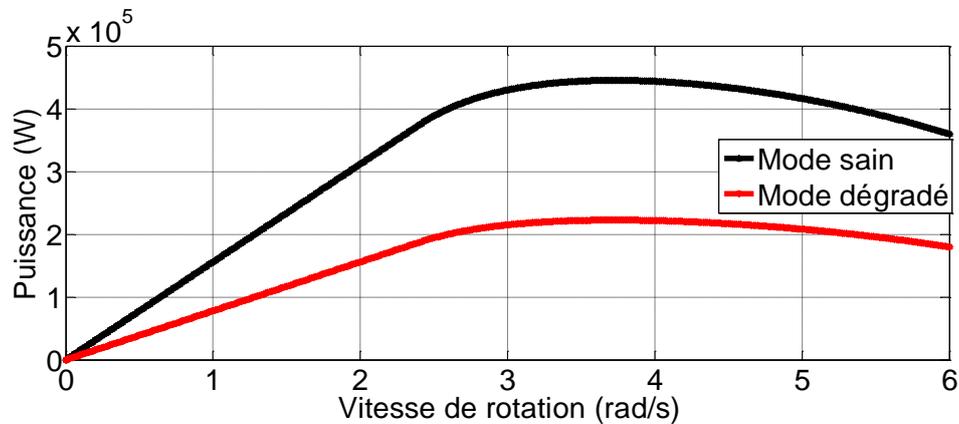


Figure 106: Caractéristiques puissances-vitesses en mode sain et en modes dégradés de la MSAP à 2X3 phases.

Cette comparaison des caractéristiques puissance-vitesse de la structure de MSAP à 2X3 phases, en mode sain et en mode dégradé, permet d'observer une perte de la moitié de la puissance dès le premier défaut. Cependant, la plage de vitesse d'extraction de puissance reste la même dans les deux modes. Les puissances extraites en mode sain et en mode dégradé par la même méthode que celle décrite pour la structure à 5 phases, peuvent être alors déterminées et sont présentées sur la Table 13 et la Figure 107.

Table 13: Puissances extraites à chaque mode de fonctionnement par une MSAP à 2X3 phases en fonction des vitesses des courants.

Vitesse de courant (m/s)	Puissance extraite en mode sain (kW)	Puissance extraite en mode dégradé (kW)
-2,7494	380	210,89
-2,4136	375,49	222,23
-2,0778	239,56	209,15
-1,742	141,18	140,87
-1,406	74,264	74,264
-1,0704	32,757	32,757
-0,73466	10,589	10,589
-0,39887	1,69	1,69
-0,063	6,69 10 ⁻³	6,69 10 ⁻³

0,2727	541,6 10 ⁻³	541,6 10 ⁻³
0,60849	6,017	6,017
0,94428	22,485	22,485
1,28	56,015	56,015
1,61586	112,67	112,67
1,9516	198,52	187,38
2,2874	319,63	222,15
2,6232	380	216,56
2,959	380	198,57
3,2948	373,24	171,51
3,6306	294,7	132,2

L'analyse de la puissance extraite à chaque vitesse de courant, illustrée par la Figure 107, permet de voir qu'une quantité assez satisfaisante de puissance est extraite en mode dégradé même pour les vitesses extrêmes. Cet avantage est lié au fait que la plage de vitesse en mode dégradé reste la même qu'en mode sain.

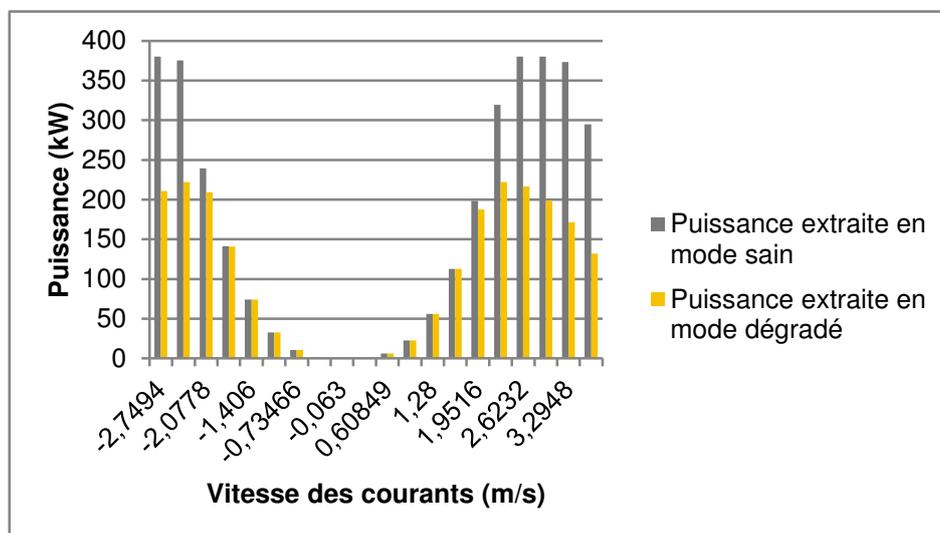


Figure 107: Puissances extraites en mode sain et en modes dégradés selon les vitesses de courants de la MSAP à 2X3 phases.

Le calcul de l'énergie extraite dans ces conditions, sur une période de référence a permis de voir sur la Figure 108 que la perte d'énergie et la perte de puissance ne sont pas dans les mêmes proportions. En effet, une énergie de 3,2 MWh est extraite en mode sain alors que sa valeur en mode dégradé est d'environ 2,6 MWh malgré le fait que la capacité d'extraction en puissance est réduite de moitié en mode dégradé.

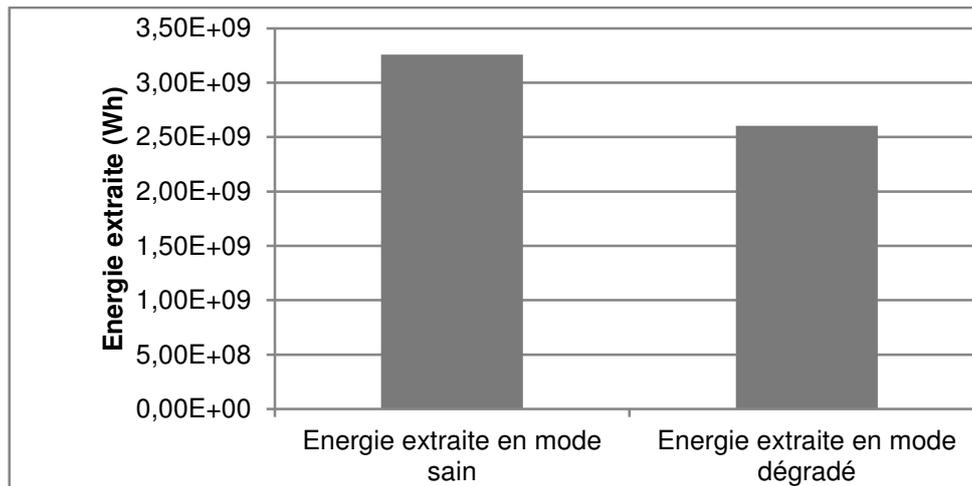


Figure 108: Énergie extraite en mode sain et en mode dégradé de la MSAP à 2X3 phases.

Malgré son avantage en termes d'énergie extraite en mode dégradé, cette structure permet moins de possibilité en termes de gestion des défauts, si on le compare aux structures à phases régulièrement réparties. En effet, cette structure ne peut pas fonctionner au-delà du premier défaut dans la mesure où la gestion du mode dégradé est basée sur l'isolation de l'étoile qui contient le défaut.

IV-CONCLUSION

Ce chapitre a présenté une étude sur les capacités d'extraction d'énergie en mode sain et en mode dégradé de plusieurs structures de machines. Cette étude a été appliquée à une MSAP à 5 phases et une structure à 2X3 phases associées à une turbine à pas fixe et aux statistiques de ressources d'un site hydrolien typique. Tout d'abord l'étude a permis de montrer que ces types de structures étaient capables d'extraire, en mode de défauts, une part significative de l'énergie extraite en mode sain. Les résultats obtenus montrent qu'en mode dégradé la quantité d'énergie extraite ne dépend pas que du niveau de puissance ou de couple. En effet elle dépend aussi des valeurs des vitesses de courant et de leurs occurrences et de la diminution éventuelle de la plage de fonctionnement de l'ensemble machine convertisseur en vitesse variable. C'est pourquoi les proportions de pertes d'énergie diffèrent selon les structures et les cas de défaut. Du point de vue de la redondance du système, une structure à phases régulièrement réparties telle que la MSAP à 5 phases pourrait être une bonne solution dans la mesure où elle permet un fonctionnement même après deux défauts (2 phases ouvertes). Cependant, une perte d'énergie importante est observée pour la machine étudiée en cas de défaut, liée à la réduction de la plage de vitesse en mode dégradé. Les MSAP à 2X3 phases présentent elles des capacités d'extraction d'énergie assez satisfaisantes en mode dégradé car leur plage de fonctionnement en vitesse n'est pas réduite lorsqu'une étoile est déconnectée. Cependant elles sont plus limitées en termes de tolérance aux défauts. En termes de perspectives l'étude pourrait être étendue à des structures à 7 phases ou à 2 étoiles décalées qui permettrait d'augmenter les degrés de libertés dans la gestion des défauts.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Dans cette thèse, il a été question d'étudier la faisabilité d'ensemble convertisseurs-machines, robustes et fiables envisageables pour des applications liées aux énergies renouvelables marines. En effet, compte tenu des exigences des systèmes d'extraction d'énergie renouvelable marine, du point de vue de l'accessibilité pour des opérations de maintenance, il est important de pouvoir concevoir un système capable de continuer à extraire l'énergie même en cas de défaut. Ces contraintes ont conduit à une élimination ou une diminution de la complexité de certains systèmes mécaniques tels que le multiplicateur de vitesse, et les systèmes de contrôle de l'angle de pas des pales de la turbine. Elles ont conduit également au choix d'étudier la mise en œuvre de machines synchrones à aimants permanents polyphasées à bobinages concentrés associées à des convertisseurs de tension de type MLI.

Des stratégies de commande en vitesse variable en mode sain et en modes dégradés ont été définies pour des MSAP à 5 phases régulièrement réparties et des MSAP à 2X3 phases. Le principe de ces stratégies de commande est de garantir un couple électromagnétique constant quel que soit le mode de fonctionnement, puis de l'optimiser une plage de vitesse variable tout en tenant compte des contraintes en courant et en tension liées à l'ensemble convertisseur-machine. Ces stratégies de commande ont permis la détermination des caractéristiques couple-vitesse d'une MSAP en mode sain et en modes dégradés. Elles montrent que pour une MSAP à 5 phases, si la FEM a un faible taux d'harmonique de rang 3, le fonctionnement en vitesse variable avec possibilité de défluxage en survitesse pourrait être envisagé, jusqu'à deux phases en défaut. Bien sûr ce fonctionnement se traduit par une baisse de la valeur de la puissance extraite en modes dégradés, si les mêmes contraintes en courant et en tension liées à l'ensemble convertisseur-machine sont appliquées. Par contre si la MSAP a un taux d'harmonique de rang 3 assez élevé, le fonctionnement en mode dégradé avec possibilité de défluxage en survitesse n'est possible qu'avec une phase en défaut si l'on impose de minimiser les couples pulsatoires. Une des perspectives de cette étude serait de comparer le comportement en mode dégradé, en vitesse variable entre la stratégie de commande qui permettrait un défluxage en survitesse et celle basée sur la détermination de courants optimaux permettant de minimiser les pertes joules tels que décrits dans [57].

On peut noter que la stratégie de commande des MSAP à 2X3 phases étudiée dans cette thèse est basée sur l'isolation dès le premier défaut de l'étoile qui contient la phase en défaut. Ce qui conduit alors à la perte de la moitié de la puissance dès le premier défaut. Néanmoins il serait envisageable dans les travaux futur de minimiser la perte de puissance pour des machines double étoile en conservant le pilotage des phases restantes de l'étoile ou apparait le défaut.

Nous avons également élaboré des modèles analytiques de calcul des phénomènes électromagnétiques au sein des MSAP polyphasées à bobinage concentré autour des dents. Cette modélisation analytique permet également une détermination des éléments tels que les inductances et les forces électromotrices, qui permettent la détermination des caractéristiques couple-vitesse en mode sain et en modes dégradés si les stratégies de commande prédéfinies leur sont appliquées.

De plus à partir de la détermination de la force magnéto motrice pour chacune de ces stratégies de commande, il est possible d'estimer de manière qualitative les pertes rotoriques dans les aimants. Il est également possible d'estimer de manière qualitative, la distribution des forces radiales.

Ces outils permettent une comparaison en termes de comportement en vitesse variable en mode sain et en modes dégradés de plusieurs structures de MSAP à bobinage concentré autour des dents. Cette étude permet également de déterminer le facteur de puissance de la MSAP, permettant pour le choix de la « bonne » structure, de prendre en compte le compromis entre cette valeur qui conditionne la taille du convertisseur et la plage de vitesse de fonctionnement.

Des travaux futurs pourraient être envisagés dans cette partie, notamment en ce qui concerne des calculs analytiques assez précis des pertes dans les aimants, pertes fer et pertes supplémentaires pour chaque structure de MSAP et chaque mode de fonctionnement en vitesse variable.

Pour faire le lien avec l'exploitation d'énergie marine, ces stratégies de commande ont été appliquées à des exemples de MSAP polyphasées à bobinages concentrés autour des dents, dimensionnées pour le site du Raz de Sein. L'énergie extraite est quantifiée pour chaque mode de fonctionnement, sur la base de données statistique (vitesse des courants et occurrences) liée au site. Il serait envisageable d'explorer le comportement d'autres structures de machines ou encore d'autres caractéristiques de turbines vis-à-vis de cette extraction d'énergie.

I_1, I_3 sont alors les amplitudes des courants dans les machines fictives principales et secondaires et ψ_1, ψ_3 leur déphasage par rapport aux FEM de ces machines fictives.

L'équilibre de la machine se traduit alors par le système d'équation suivant :

$$\frac{5}{2} \begin{cases} I_1 * \cos(\omega t + \psi_1) = i_a + \cos(\frac{2\pi}{5}) * (i_b + i_c) + \cos(\frac{4\pi}{5}) * (i_c + i_d) \\ I_1 * \sin(\omega t + \psi_1) = \sin(\frac{2\pi}{5}) * (i_b - i_c) + \sin(\frac{4\pi}{5}) * (i_c - i_d) \\ I_3 * \cos(3\omega t + \psi_3) = i_a + \cos(\frac{6\pi}{5}) * (i_b + i_c) + \cos(\frac{2\pi}{5}) * (i_c + i_d) \\ I_3 * \sin(3\omega t + \psi_3) = \sin(\frac{6\pi}{5}) * (i_b - i_c) + \sin(\frac{2\pi}{5}) * (i_c - i_d) \end{cases} \quad (4.11)$$

Si on considère un défaut au niveau de la phase « a » et que l'on veut contrôler les valeurs de I_1, I_3, ψ_1, ψ_3 le système devient :

$$\begin{cases} \frac{5}{2} * I_1 * \cos(\omega t + \psi_1) = \cos(\frac{2\pi}{5}) * (i_b + i_c) + \cos(\frac{4\pi}{5}) * (i_c + i_d) \\ \frac{5}{2} * I_1 * \sin(\omega t + \psi_1) = \sin(\frac{2\pi}{5}) * (i_b - i_c) + \sin(\frac{4\pi}{5}) * (i_c - i_d) \\ \frac{5}{2} * I_3 * \cos(3\omega t + \psi_3) = \cos(\frac{6\pi}{5}) * (i_b + i_c) + \cos(\frac{2\pi}{5}) * (i_c + i_d) \\ \frac{5}{2} * I_3 * \sin(3\omega t + \psi_3) = \sin(\frac{6\pi}{5}) * (i_b - i_c) + \sin(\frac{2\pi}{5}) * (i_c - i_d) \end{cases} \quad (4.12)$$

N.B : ψ_1 et ψ_3 correspondent aux phases respectives de la force magnétomotrice fondamentale de réaction d'induit et de son harmonique de rang 3. Ces deux paramètres nous permettront par la suite de fonctionner en défluxage en mode survitesse en agissant de façon indépendante sur la réaction d'induit de la machine fictive principale et celle de la machine fictive secondaire.

- En mode non défluxé, $(\psi_1, \psi_3) = (0, 0)$.
- En mode défluxé, $(\psi_1, \psi_3) \in \left(\left[\frac{-\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right], \left[\frac{-\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right] \right)$

On a alors un système de 4 équations à 4 inconnus, suffisant pour avoir une solution unique. Cependant, ce système ne considère pas l'équation d'équilibre des courants et supposerait donc que la somme des courants des phases n'est pas forcément nulle. C'est la raison pour laquelle la commande d'une machine pentaphasée disposant d'une harmonique de rang 3 de FEM avec injection d'harmonique 3 en mode dégradé, nécessite un degré de liberté supplémentaire pour libérer le courant de neutre. Ceci peut se faire soit en prévoyant sur le convertisseur à bras un 6^e « bras » de façon à pouvoir reconfigurer le convertisseur en cas de défaut et piloter le courant de neutre, soit en associant à chaque phase de la machine un convertisseur en « pont en H » de telle sorte que les courants de phases soient indépendants les uns des autres. C'est ce dernier cas que nous avons considéré.

Il est à noter qu'il faut veiller dans ce type de configuration à minimiser au niveau du dimensionnement de la machine l'harmonique de rang 5 au niveau de la FEM, car dans ce cas, celui-ci peut interagir avec le courant homopolaire pour donner un couple homopolaire pulsatoire.

La résolution du système d'équation donne les résultats suivants :

$$i'_b = \frac{1}{2} \left[\frac{\frac{5}{2} * I_1 * \cos(\omega t + \psi_1) - \frac{\cos(\frac{4\pi}{5})}{\cos(\frac{2\pi}{5})} * \frac{5}{2} * I_3 * \cos(3\omega t + \psi_3)}{(\cos(\frac{2\pi}{5}) - \frac{\cos^2(\frac{4\pi}{5})}{\cos(\frac{2\pi}{5})})} + \frac{\frac{5}{2} * I_1 * \sin(\omega t + \psi_1) - \frac{\sin(\frac{4\pi}{5})}{\sin(\frac{2\pi}{5})} * \frac{5}{2} * I_3 * \sin(3\omega t + \psi_3)}{(\sin(\frac{2\pi}{5}) + \frac{\sin^2(\frac{4\pi}{5})}{\sin(\frac{2\pi}{5})})} \right] \quad (4.13)$$

$$i'_c = \frac{1}{2} \left[\frac{\frac{5}{2} * I_1 * \cos(\omega t + \psi_1) - \frac{\cos(\frac{2\pi}{5})}{\cos(\frac{6\pi}{5})} * \frac{5}{2} * I_3 * \cos(3\omega t + \psi_3)}{(\cos(\frac{4\pi}{5}) - \frac{\cos^2(\frac{2\pi}{5})}{\cos(\frac{6\pi}{5})})} + \frac{\frac{5}{2} * I_1 * \sin(\omega t + \psi_1) - \frac{\sin(\frac{2\pi}{5})}{\sin(\frac{6\pi}{5})} * \frac{5}{2} * I_3 * \sin(3\omega t + \psi_3)}{(\sin(\frac{4\pi}{5}) - \frac{\sin^2(\frac{2\pi}{5})}{\sin(\frac{6\pi}{5})})} \right] \quad (4.14)$$

$$i'_d = \frac{1}{2} \left[\frac{\frac{5}{2} * I_1 * \cos(\omega t + \psi_1) - \frac{\cos(\frac{2\pi}{5})}{\cos(\frac{6\pi}{5})} * \frac{5}{2} * I_3 * \cos(3\omega t + \psi_3)}{(\cos(\frac{4\pi}{5}) - \frac{\cos^2(\frac{2\pi}{5})}{\cos(\frac{6\pi}{5})})} - \frac{\frac{5}{2} * I_1 * \sin(\omega t + \psi_1) - \frac{\sin(\frac{2\pi}{5})}{\sin(\frac{6\pi}{5})} * \frac{5}{2} * I_3 * \sin(3\omega t + \psi_3)}{(\sin(\frac{4\pi}{5}) - \frac{\sin^2(\frac{2\pi}{5})}{\sin(\frac{6\pi}{5})})} \right] \quad (4.15)$$

$$i'_e = \frac{1}{2} \left[\frac{\frac{5}{2} * I_1 * \cos(\omega t + \psi_1) - \frac{\cos(\frac{4\pi}{5})}{\cos(\frac{2\pi}{5})} * \frac{5}{2} * I_3 * \cos(3\omega t + \psi_3)}{(\cos(\frac{2\pi}{5}) - \frac{\cos^2(\frac{4\pi}{5})}{\cos(\frac{2\pi}{5})})} - \frac{\frac{5}{2} * I_1 * \sin(\omega t + \psi_1) - \frac{\sin(\frac{4\pi}{5})}{\sin(\frac{2\pi}{5})} * \frac{5}{2} * I_3 * \sin(3\omega t + \psi_3)}{(\sin(\frac{2\pi}{5}) + \frac{\sin^2(\frac{4\pi}{5})}{\sin(\frac{2\pi}{5})})} \right] \quad (4.16)$$

On obtient alors l'allure des courants comme le montre la figure suivante, si on tient compte des paramètres électriques suivants :

$$I_1=30A; I_3=-5A; \Omega=50 \text{ rad/s}; \psi_1=\psi_3=0$$

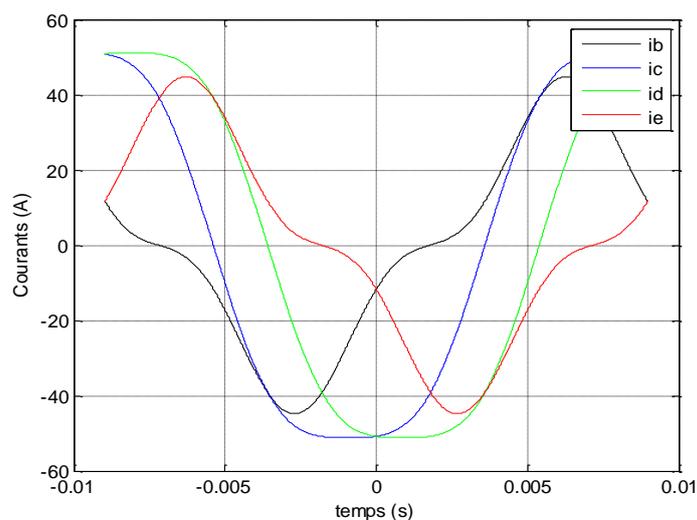


Figure 109: Allure des courants en mode dégradé pour une machine pentaphasée disposant de l'harmonique 3 de FEM

L'interaction de ces courants avec les forces électromotrices de la Figure 110 (composées d'un harmonique 1 et 3) donnent un couple constant.

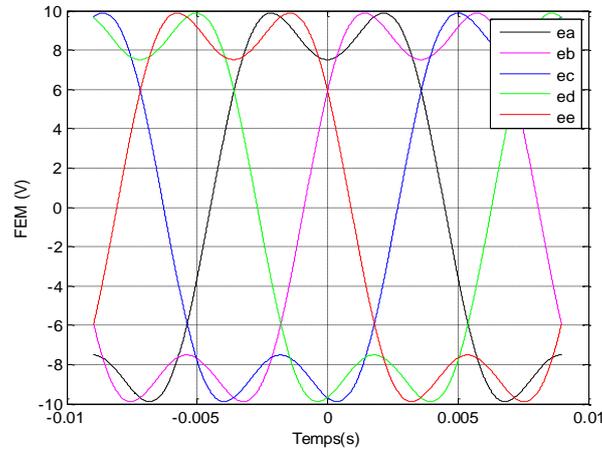


Figure 110:Allure des FEM de la machine pentaphasée considérée pour une vitesse de 50 rad/s

Ce même calcul peut être fait dans les repères d-q. le principe de la commande en mode dégradé revient alors à contrôler les courants i_{d1} , i_{d3} , i_{q1} et i_{q3} qui seront constants en régime permanent. La détermination analytique des courants de phases en fonction de ces composantes reviendrait à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{5}{2}} \times \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos 3\theta & \sin 3\theta \\ -\sin 3\theta & \cos 3\theta & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d3} \\ i_{q3} \end{bmatrix}$$

Si la phase « a » est en défaut par exemple, on obtient :

$$\begin{cases}
i'_b \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + i'_c \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) + i'_d \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) + i'_e \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) = i_{d1} \cos(\theta) - i_{q1} \sin(\theta) \\
i'_b \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) + i'_c \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) - i'_d \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) - i'_e \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) = i_{d1} \sin(\theta) + i_{q1} \cos(\theta) \\
i'_b \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) + i'_c \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + i'_d \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + i'_e \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) = i_{d3} \cos(3\theta) + i_{q3} \sin(3\theta) \\
i'_b \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) + i'_c \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) - i'_d \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) - i'_e \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) = i_{q3} \cos(3\theta) - i_{d3} \sin(3\theta)
\end{cases} \quad (4.17)$$

$$i'_b = \frac{1}{2\left(1 - \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)\right)} \begin{bmatrix} (i_{d1} \sin \theta + i_{q1} \cos \theta) \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) + \\ (i_{d3} \cos 3\theta - i_{q3} \sin 3\theta) \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) - \\ (i_{d1} \cos \theta - i_{q1} \sin \theta) \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)\right) \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$i'_d = \frac{1 - \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)}{\left(\cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)\right)\left(2 - \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right)\right)} \begin{bmatrix} (i_{d1} \cos \theta - i_{q1} \sin \theta) \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ + (i_{d1} \sin \theta + i_{q1} \cos \theta) \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ - (i_{d3} \cos 3\theta + i_{q3} \sin 3\theta) \end{bmatrix} \\
- \frac{1 - \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right)}{\left(\cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)\right)\left(2 - \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right)\right)} \begin{bmatrix} (i_{d3} \cos 3\theta + i_{q3} \sin 3\theta) \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ - (i_{d1} \cos \theta - i_{q1} \sin \theta) \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$i'_e = \frac{\cos\left(\frac{4\pi}{5}\right)}{\cos^2\left(\frac{4\pi}{5}\right) - \cos^2\left(\frac{2\pi}{5}\right)} \begin{bmatrix} (i_{d1} \cos \theta - i_{q1} \sin \theta) \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + \\ (i_{d1} \sin \theta - i_{q1} \cos \theta) \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) - \\ i'_b - i'_d \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) - \\ \frac{\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)}{\cos\left(\frac{4\pi}{5}\right)} \begin{bmatrix} i_{d1} \cos \theta - i_{q1} \sin \theta - \\ i'_b \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) - \\ i'_d \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$i'_c = \frac{1}{\cos\left(\frac{4\pi}{5}\right)} \left[i_{d1} \cos \theta - i_{q1} \sin \theta - i'_b \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) - i'_d \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) - i'_e \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \right] \quad (4.21)$$

Annexe 2 : Calcul de la perméance relative dans l'entrefer

L'effet des encoches peut être pris en compte sur le calcul des forces électromotrices, en utilisant une fonction de perméance dans l'entrefer tel que présenté dans [126], appliqué au calcul de la composante radiale de l'induction dans l'entrefer, comme sur l'équation (4.22).

$$B_{r_real}(r, \theta) = \tilde{\lambda}(r, \theta) B_r(r, \theta) \quad (4.22)$$

Avec $\tilde{\lambda}$ la perméance relative de l'entrefer définie dans [126] par :

$$\tilde{\lambda}(r, \theta) = \frac{\lambda(r, \theta)}{\Lambda_0} \quad (4.23)$$

Avec :

$$\Lambda_0 = \frac{\mu_0}{\delta}, \quad \delta \text{ étant l'entrefer magnétique et } \delta = e + h_m / \mu_r$$

h_m : Hauteur des aimants

μ_r : Perméabilité relative des aimants

$$\lambda(r, \alpha) = \begin{cases} \Lambda_0 \left[1 - \beta(r) - \beta(r) \cos\left(\frac{\pi}{0.8\alpha_0} \alpha\right) \right] & \text{pour } 0 \leq \alpha \leq 0.8\alpha_0 \\ \Lambda_0 & \text{pour } 0.8\alpha_0 \leq \alpha \leq \alpha_i/2 \end{cases} \quad (4.24)$$

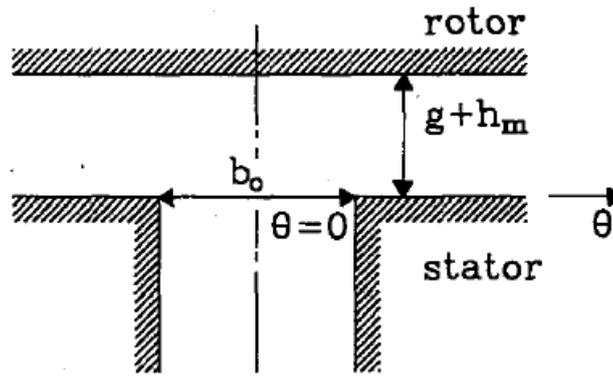


Figure 111: Modèle de calcul de perméance tirée de [126]

Avec : $\alpha_0 = \frac{b_0}{R_s}$

$$\beta(r) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{b_0}{2g'} \right)^2 (1 + \nu^2)}} \right] \quad (4.25)$$

Le terme ν étant déterminé à partir de l'équation (4.26), dont le développement est détaillé dans [126].

$$y \frac{\pi}{b_0} = \frac{1}{2} \ln \left[\frac{\sqrt{a^2 + \nu^2} + \nu}{\sqrt{a^2 + \nu^2} - \nu} \right] + \frac{2\delta}{b_0} \arctan \frac{2\delta}{b_0} \frac{\nu}{\sqrt{a^2 + \nu^2}} \quad (4.26)$$

Avec : $a^2 = 1 + \left(\frac{2\delta}{b_0} \right)^2$

La résolution de l'équation (4.26), est faite par une méthode itérative par dichotomie.

Pour voir l'influence de ce facteur de perméance, nous avons appliqué le calcul à une machine à 3-phases de faible puissance à 18 encoches et 12 pôles dont les caractéristiques sont reportées sur la Table 14. Le calcul est fait pour une position équivalente à $\theta = 0$ sur la Figure 112.

Table 14: Caractéristiques électromécaniques d'une MSAP à 3 phases à 18 encoches et 12 pôles

Longueur utile	43 mm
Valeur d'entrefer	1 mm
Hauteur d'aimants	3 mm
Diamètre d'alésage	126 mm
Induction rémanente	1,05 T
Rapport dent/encoche	0,5
Coefficient d'ouverture des encoches	1
Rapport de la largeur d'aimant sur le pas polaire	2/3

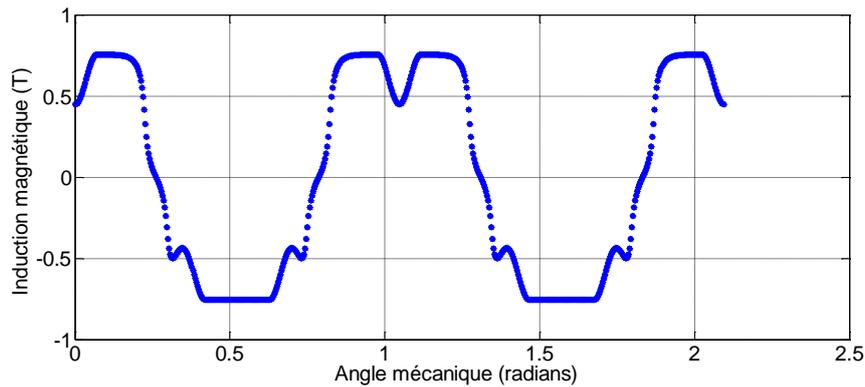


Figure 112: Composante radiale de l'induction magnétique dans l'entrefer d'une MSAP à 3 phases à 18 encoches et 12 pôles

Annexe 3 : Validation du calcul des inductances

A des fins de validations, les inductances ont été calculées par différence finies, sur la MSAP à 5 phases à 150 encoches et 144 pôles à bobinage concentré autour des dents de type double couche, dont les dimensions électromécaniques sont répertoriées dans la Table 15 et à des erreurs maximales de l'ordre de 10% à 15 % par rapport à la valeur de l'inductance propre.

Table 15: Dimensions électromécanique de la MSAP à 150 encoches et 140 pôles

Longueur utile	807 mm
Diamètre d'alésage	2826 mm
Épaisseur de culasse (stator et rotor)	35 mm
Profondeur des encoches	67,2 mm
Rapport dent/encoche	0,5
Coefficient d'ouverture des encoches	0,9
Coefficient de remplissage des encoches	0,5
Densité de courant des conducteurs	2,214 A/mm ²
Nombre de conducteurs par encoche	1
Épaisseur de l'entrefer	5 mm
Hauteur des aimants	6,6 mm
Coefficient d'ouverture des aimants sur le pas polaire	2/3

Le calcul d'inductances à conduit aux résultats de la Table 16.

Table 16: Calcul des inductances et facteur de puissance de la MSAP à 150 encoches et 140 pôles

	Calcul par éléments finis	Calcul analytique
L_s	0,2 mH	0,17 mH
M_{ab}	-0,01 mH	-0,013 mH
M_{ac}	-0,0025 mH	-0,0094 mH

Annexe 4 : Calcul du facteur de fuite

Les facteurs de fuite d'encoche (λ_y) et fuite des becs (λ_z) sont calculés grâce aux équations (4.27) et (4.28) [83].

$$\lambda_u = k_1 \frac{h_4 - h'}{3b_3} + k_2 \left(\frac{h_3}{b_4} + \frac{h_1}{b_1} + \frac{h_2}{b_4 - b_1} \ln \frac{b_4}{b_1} \right) + \frac{h'}{4b_4} \quad (4.27)$$

$$\lambda_u = k_2 \frac{1}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{\delta^2}{b_1^2} + \frac{1}{4} \right) + 4\delta \arctan \left(\frac{b_1}{2\delta} \right) \right] \quad (4.28)$$

h' correspond à l'espacement entre les deux couches d'une même encoche.

Pour un bobinage simple couche, λ_u devient :

$$\lambda_u = \frac{h_4}{3b_3} + \frac{h_3}{b_4} + \frac{h_1}{b_1} + \frac{h_2}{b_4 - b_1} \ln \frac{b_4}{b_1} \quad (4.29)$$

h_1, h_4, b_1, b_4 sont les paramètres géométriques de l'encoche représenté par la Figure 113. $h_2=h_3=b_2=b_3=0$. k_1 et k_2 sont décrits comme suit :

$$k_1 = \frac{5+3g}{8} \quad k_2 = \frac{1+g}{2}$$

Avec g calculé comme dans [83, 127] :

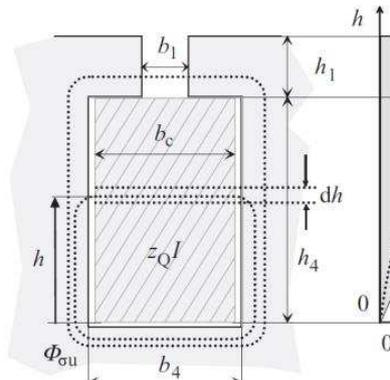


Figure 113: Schémas de l'encoche de [83]

$$g = \frac{1}{N_{slot}} \sum_{n=1}^{N_{slot}} \cos(\gamma_n) \quad (4.30)$$

γ_n correspond à l'angle électrique entre le courant de la phase "a" et celui de la phase logé dans la même encoche.

Annexe 5 : Calcul du facteur de perméance lié à la mutuelle d'encoches

Le facteur de perméance λ_{MS} lié au couplage entre deux phases différentes logées dans une même encoche (pour un bobinage double couches), est calculé par le même principe que celle décrite dans [104]. En triphasé, ce facteur est exprimé par l'équation (4.31). Le facteur $\frac{1}{2}$ étant lié au fait que la moitié des encoches occupées par la phase 'a' se trouve également

logé les conducteurs de la phase 'b' (l'autre moitié occupé par ceux de la phase 'c'), si on se fie à un bobinage tel que représenté par la Figure 114.

$$\lambda_{MS} = \frac{1}{2} \left[\frac{h_1}{b_1} + \frac{p_{enc}}{3b} - \frac{b_c}{12p_{enc}} + \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \left(\frac{1 + e^{-\frac{2n\pi}{b_c} p_{enc}}}{1 - e^{-\frac{2n\pi}{b_c} p_{enc}}} \right) \left(\frac{\sin\left(\frac{n\pi b_1}{2b_c}\right)}{\frac{n\pi b_1}{2b_c}} \right)^2 \right] \quad (4.31)$$

p_{enc} étant la profondeur d'encoche.

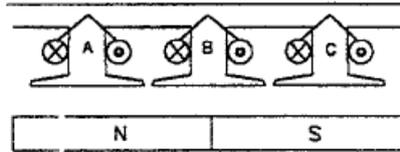


Figure 114: Structure de bobinage concentré considéré pour le calcul des facteurs de mutuelles d'encoches pour des bobinages dentaires triphasés tirée de [104]

Néanmoins, pour des bobinages polyphasés (5 phases en particulier) ce facteur est remplacé par un facteur k qui tient compte par exemple pour le calcul des mutuelles d'encoches entre les phases 'a' et 'b', des nombres d'encoches que partagent ces deux phases sur le nombre total d'encoches qu'occupe une des phases. La généralisation de cette expression donne ainsi l'équation (4.32).

$$\lambda_{MS} = k \left[\frac{h_1}{b_1} + \frac{p_{enc}}{3b} - \frac{b_c}{12p_{enc}} + \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \left(\frac{1 + e^{-\frac{2n\pi}{b_c} p_{enc}}}{1 - e^{-\frac{2n\pi}{b_c} p_{enc}}} \right) \left(\frac{\sin\left(\frac{n\pi b_1}{2b_c}\right)}{\frac{n\pi b_1}{2b_c}} \right)^2 \right] \quad (4.32)$$

Annexe 6 : Méthodes d'évaluation des pertes dans les aimants

IV-1-2-Evaluation des pertes dans les aimants par EF 2D

IV-1-2 a) Méthode de calcul direct

Pour déterminer le niveau de pertes par courants induits dans les aimants, nous disposons d'un outil numérique, de manière à pouvoir faire le calcul en mode sain et en modes dégradés. Il s'agit de l'outil ANSYS-Maxwell qui permet de faire des calculs en deux dimensions en magnétodynamique avec mouvement d'une partie mobile. Nous utiliserons cet outil Afin d'avoir un calcul plus précis des pertes dans les aimants, le maillage est affiné dans les aimants. L'exemple de la structure triphasée à 18 encoches et 12 pôles a été pris, dont les caractéristiques électromécaniques sont répertoriées dans la Table 17.

Table 17: caractéristiques électromécaniques d'une MSAP à bobinage concentré double couche à 18 encoches et 12 pôles

Puissance nominale	510 kW
Vitesse de rotation	1800 rpm

Nombre d'encoches	18
Nombre de pôles	12
Diamètre d'alésage	426 mm
Longueur utile	270 mm
Entrefer	6 mm
Arc aimant/ arc polaire (β)	0.697
Hauteur des aimants	20 mm
Epaisseurs de culasse (rotor et stator)	33 mm
Profondeur des encoches	64.6 mm
Largeur des becs d'encoches	8.85 mm
Hauteur des becs d'encoches	10 mm
Nombre de spires par phase	4 bobines de 4 spires en série

Ce code de calcul permet d'estimer les pertes dues aux encoches (simulations avec des courants nuls) et les pertes globales (encoches et harmoniques de FMM). A titre d'exemple, pour cette machine le calcul des pertes dues aux encoches est montré par la Figure 115.

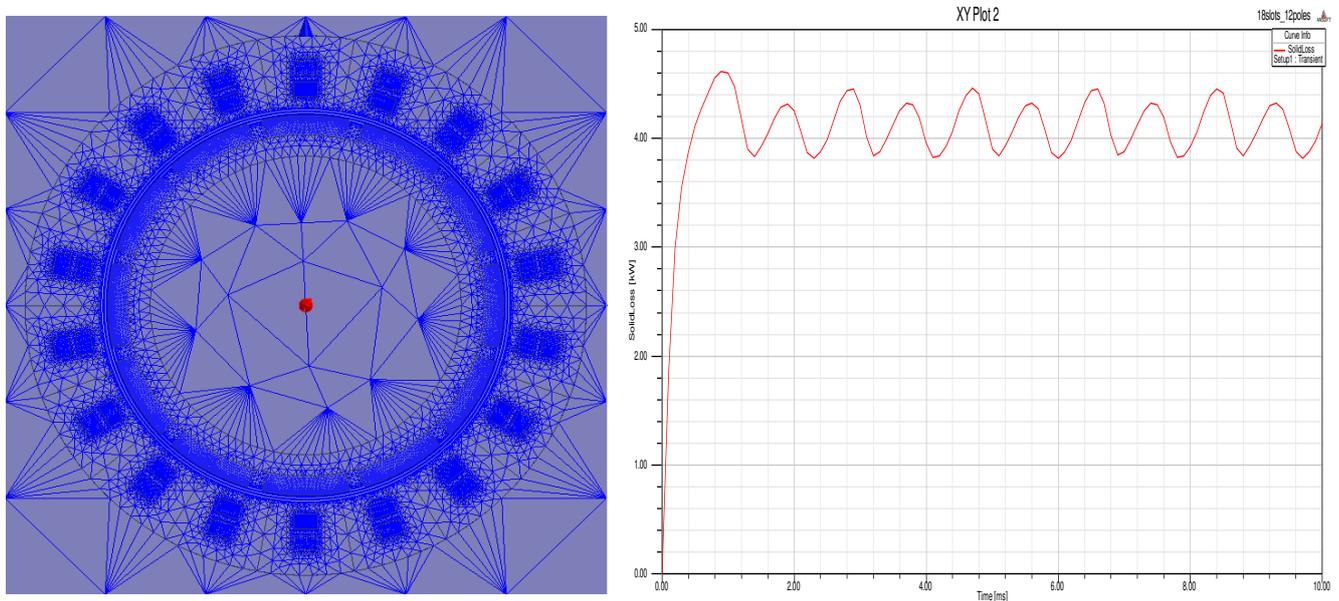


Figure 115: Maillage et évolution des pertes dans les aimants dues à l'encochage

IV-1-2-B) Evaluation séparée des pertes liées à l'alimentation statorique

Afin de simplifier et accélérer les calculs et également qualifier séparément des phénomènes d'encochage des phénomènes liés à l'alimentation, pour déterminer les pertes dans les aimants dues aux harmoniques nocifs de FMM, on s'est inspiré de [110], en discrétisant les ondes de FMM par des courants dans des conducteurs élémentaires répartis à la surface du stator, le schéma de simulation est montré par la Figure 116. Ainsi, Chaque conducteur est alors traversé par un courant instantané qui est fonction du temps et de sa position angulaire, de façon à obtenir une somme d'ondes sinusoïdale à un instant donnée. Ce courant est représenté par l'équation (4.33).

$$I(\theta, t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} FMM_{\nu} \cos(\nu\theta + \psi_{\nu} - \omega_{\nu}t) \quad (4.33)$$

FMM_{ν} : amplitude de l'harmonique spatiale de rang ν

ψ_{ν} : phase initiale de l'harmonique spatiale de rang ν

ω_{ν} : vitesse relative de l'onde ν par rapport à celle du rotor

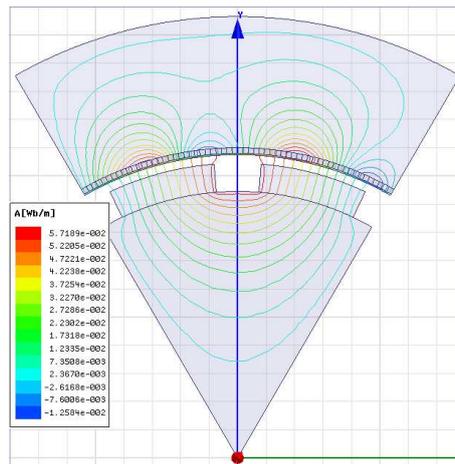


Figure 116: Modèle 2D d'estimation des pertes dans les aimants dues aux harmoniques nocifs de FMM

Cette méthode, appliquée en mode sain donne le résultat de la Figure 117. Cette méthode permet également la prise en compte du mode dégradé, en remplaçant le terme constant FMM_{ν} par un terme qui varie dans le temps, si l'harmonique correspondant est d'amplitude variable.

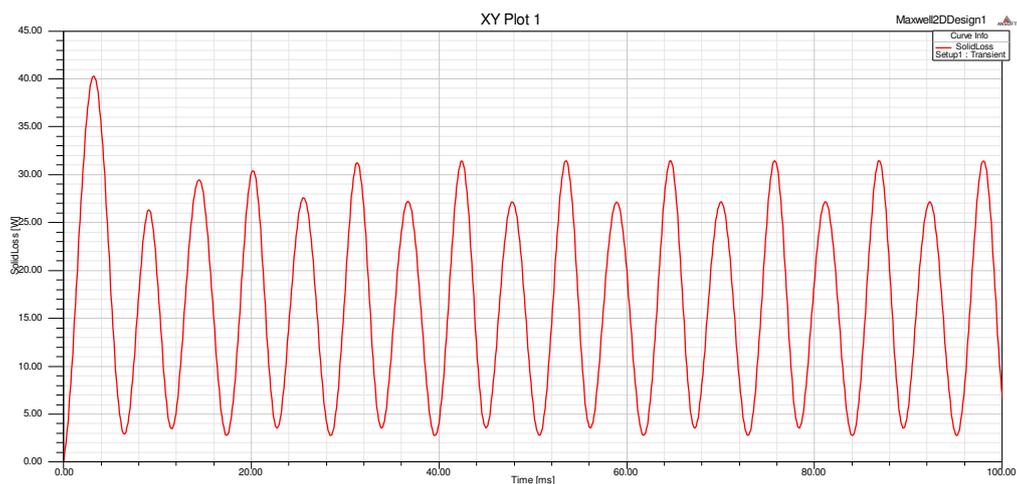


Figure 117: Pertes instantanées dans les aimants par effet des harmoniques nocifs de FMM

En outre la Table 18, illustre la différence entre les modes dégradés selon la disposition des deux étoiles, en termes de pertes globales dans les aimants. Le mode dégradé est lié à la perte d'une étoile.

Table 18: Pertes dans les aimants liées à la FMM selon le mode de fonctionnement d'une MSAP à bobinage concentré double couche, à 18 encoches et 12 pôles

Mode de fonctionnement	Mode sain	Mode dégradé 1	Mode dégradé 2	Mode dégradé 3
Valeur moyenne des pertes (kW)	1,5	2,15	3,5	2

Annexe 7 : Vitesses et occurrences des courants marins sur le site du Raz de Sein

Table 19 : Données statistiques des vitesses et occurrences sur le Raz de Sein

Vitesses des courants (m/s)	Occurrences (heures)
-2,7494	20
-2,4136	118
-2,0778	353
-1,7420	588
-1,4062	603
-1,0704	1052
-0,7346	502
-0,3988	913
-0,063	63
0,2727	545
0,6085	256
0,9443	410
1,28	709
1,6158	749
1,9516	509
2,2874	460
2,6232	334

2,959	170
3,2948	60
3,6306	10

Annexe 8 : Fonction d'interpolation de la capacité de puissance

La fonction d'interpolation qui permet de déterminer le coefficient de puissance de la turbine hydrolienne étudiée en fonction du rapport entre la vitesse linéaire de rotation de la turbine et la vitesse du courant, est donnée par l'équation (4.34) et développée dans [125].

$$C_p(\lambda) = 0.0195\lambda^2 \left(1.3172e^{(-0.3958\lambda+1.539)} - 0.0867 \cos(0.4019\lambda - 5.6931) \right) \quad (4.34)$$

Avec:

$\lambda \in [0 \quad 11.8]$ et $\lambda = \frac{\Omega R}{v}$. Ω étant la vitesse de rotation de la turbine, R le rayon de la turbine et v la vitesse des courants.

Bibliographie

- [1] Y. Li and H. K. Florig, "Modeling the Operation and Maintenance Costs of a Large Scale Tidal Current Turbine Farm," in *OCEANS 2006*, 2006, pp. 1-6.
- [2] J. Ribrant and L. M. Bertling, "Survey of Failures in Wind Power Systems With Focus on Swedish Wind Power Plants During 1997–2005," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, pp. 167-173, 2007.
- [3] S. Faulstich, B. Hahn, and P. J. Tavner, "Wind turbine downtime and its importance for offshore deployment," *Wind Energy*, vol. 14, pp. 327-337, 2011.
- [4] S. Dwari and L. Parsa, "An Optimal Control Technique for Multiphase PM Machines Under Open-Circuit Faults," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 1988-1995, 2008.
- [5] F. Mekri, S. B. Elghali, and M. E. H. Benbouzid, "Fault-Tolerant Control Performance Comparison of Three- and Five-Phase PMSG for Marine Current Turbine Applications," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, pp. 425-433, 2013.
- [6] E. A. Klingshirn, "High Phase Order Induction Motors - Part I-Description and Theoretical Considerations," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, pp. 47-53, 1983.

- [7] E. A. Klingshirn, "High Phase Order Induction Motors - Part II-Experimental Results," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, pp. 54-59, 1983.
- [8] F. Scuiller, E. Semail, J. f. Charpentier, and P. Letellier, "Multi-criteria-based design approach of multi-phase permanent magnet low-speed synchronous machines," *IET Electric Power Applications*, vol. 3, pp. 102-110, 2009.
- [9] S. Benelghali, F. Mekri, M. Benbouzid, and J.-F. Charpentier, "Performance comparison of three — and five-phase permanent magnet generators for marine current turbine applications under open-circuit faults " presented at the International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), Malaga, 2011.
- [10] B. Multon, *Énergies marines renouvelables: aspects généraux, éolien, marémoteur et hydrolien*: Hermes Science Publications, 2011.
- [11] S. Benelghali, "On Multiphysics Modeling and Control of Marine Current Turbine Systems," PhD, 2009.
- [12] Z. Hui, A. Danxiang, and Z. Chengke, "Energy diversification and sustainable economy growth," in *E-Business and E-Government (ICEE), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 1-4.
- [13] A. Prayitno and A. Awaluddin, "Renewable energy mapping at Riau Province: Promoting Energy Diversification for sustainable development (a case study)," in *Energy and Sustainable Development: Issues and Strategies (ESD), 2010 Proceedings of the International Conference on*, 2010, pp. 1-4.
- [14] C. Legrand, *Assessment of tidal energy resource: Marine renewable energy guides*: European Marine Energy Centre, 2009.
- [15] M. Khan, G. Bhuyan, M. Iqbal, and J. Quaicoe, "Hydrokinetic energy conversion systems and assessment of horizontal and vertical axis turbines for river and tidal applications: A technology status review," *Applied Energy*, vol. 86, pp. 1823-1835, 2009.
- [16] B. Multon, *Marine Renewable Energy Handbook*, 2011.
- [17] S. Djebbari, J. F. Charpentier, F. Scuiller, and M. Benbouzid, "A systemic design methodology of PM generators for fixed-pitch marine current turbines," in *Green Energy, 2014 International Conference on*, 2014, pp. 32-37.
- [18] Z. Zhou, F. Scuiller, J.-F. Charpentier, and T. Tang, "Power Limitation Control for a PMSG-Based Marine Current Turbine at High Tidal Speed and Strong Sea State," presented at the International conference on Electric Machines & Drives (IEMDC), Chicago, IL, 2013.
- [19] M. Arnold, F. Biskup, and P. W. Cheng, "Load reduction potential of variable speed control approaches for fixed pitch tidal current turbines," *International Journal of Marine Energy*, 2016.
- [20] R. Jiang, K. Zhang, Z. Ma, and D. Wang, "Fault mode, effects and criticality analysis for overheating fault of wind turbines gearbox and generator," in *International Conference on Renewable Power Generation (RPG 2015)*, 2015, pp. 1-5.
- [21] A. Dieng, "Modélisation dynamique et commande d'un ensemble «génératrice synchrone pentaphasée à FEM non sinusoïdale—convertisseur AC/DC» tolérant aux défauts," Nantes, 2014.
- [22] C.-C. Yeh and N. A. Demerdash, "Induction motor-drive systems with fault tolerant inverter-motor capabilities," in *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, 2007, pp. 1451-1458.
- [23] B. Tabbache, M. Benbouzid, A. Kheloui, J.-M. Bourgeot, and A. Mamoune, "An improved fault-tolerant control scheme for PWM inverter-fed induction motor-based EVs," *ISA transactions*, vol. 52, pp. 862-869, 2013.
- [24] O. Thorsen and M. Dalva, "A survey of the reliability with an analysis of faults on variable frequency drives in industry," in *European Conference on Power Electronics and Applications*, 1995, pp. 1.033-1.038.
- [25] U. Military, "Reliability prediction of electronic equipment," MIL-HDBK-217F Notice 11992.

- [26] Y. Song and B. Wang, "Survey on reliability of power electronic systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 591-604, 2013.
- [27] B. Lu and S. K. Sharma, "A literature review of IGBT fault diagnostic and protection methods for power inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, pp. 1770-1777, 2009.
- [28] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran, and P. Tavner, "An industry-based survey of reliability in power electronic converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, pp. 1441-1451, 2011.
- [29] J.-P. Martin, "Contribution à l'alimentation en tension de machines synchrones à aimants permanents à nombre de phases élevé: fonctionnement normal et dégradé," Vandoeuvre-les-Nancy, INPL, 2003.
- [30] R. R. Errabelli and P. Mutschler, "A fault tolerant control and power electronic for a permanent magnet synchronous motor drive," in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, 2011, pp. 1-10.
- [31] R. L. de Araujo Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. Da Silva, and A. M. N. Lima, "Fault-tolerant voltage-fed PWM inverter AC motor drive systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, pp. 439-446, 2004.
- [32] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, and S. E. Schulz, "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 19, pp. 1108-1116, 2004.
- [33] D. Flieller, N. K. Nguyen, H. schwab, and G. Sturtzer, *Commandes d'actionneurs électriques synchrones et spéciaux-Chapitre: Jean-Paul LOUIS-Hermes science*.
- [34] X. Kestelyn, "Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés," PhD, Lille1, 2003.
- [35] J.-R. Fu and T. A. Lipo, "A strategy to isolate the switching device fault of a current regulated motor drive," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, 1993, pp. 1015-1020.
- [36] S. Bolognani, M. Zordan, and M. Zigliotto, "Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, pp. 1134-1141, 2000.
- [37] L. Parsa and H. A. Toliyat, "Fault-tolerant interior-permanent-magnet machines for hybrid electric vehicle applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, pp. 1546-1552, 2007.
- [38] S. Williamson, S. Smith, and C. Hodge, "Fault tolerance in multiphase propulsion motors," *Journal of Marine Engineering & Technology*, vol. 3, pp. 3-7, 2004.
- [39] E. Semail, X. Kestelyn, and F. Locment, "Fault tolerant multiphase electrical drives: The impact of design," in *Reliability in Electromagnetic Systems, 2007 IET Colloquium on*, 2007, pp. 1-5.
- [40] A. M. El-Refaie, "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 107-121, 2010.
- [41] Y. Li, J. Zhao, Z. Chen, X. Liu, and H. Chen, "Fault tolerant control of dual-rotor PMSM under open-circuit fault conditions," in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014 17th International Conference on*, 2014, pp. 1227-1232.
- [42] B. Basler, T. Greiner, and P. Heidrich, "Fault-tolerant strategies for double three-phase PMSM used in Electronic Power Steering systems," in *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2015 IEEE*, 2015, pp. 1-6.
- [43] Z. Liang, P. Kou, and D. Liang, "A fault tolerant control strategy for dual three-phase permanent magnet synchronous motor servo system based on frequency domain analysis," in *2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2016, pp. 1-13.
- [44] C. J. Gajanayake, B. Bhangu, S. Nadarajan, and G. Jayasinghe, "Fault tolerant control method to improve the torque and speed response in PMSM drive with winding faults," in *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on*, 2011, pp. 956-961.

- [45] O. Wallmark, L. Harnfors, and O. Carlson, "Control algorithms for a fault-tolerant PMSM drive," in *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005.*, 2005, p. 7 pp.
- [46] P. Sandulescu, F. Meinguet, X. Kestelyn, E. Semail, A. Bruy, x00E, *et al.*, "Control Strategies for Open-End Winding Drives Operating in the Flux-Weakening Region," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 4829-4842, 2014.
- [47] B. A. Welchko, "A double-ended inverter system for the combined propulsion and energy management functions in hybrid vehicles with energy storage," in *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005.*, 2005, p. 6 pp.
- [48] H. Jin, K. Min, Y. Jia-qiang, J. Hai-bo, and L. Dong, "Multiphase machine theory and its applications," in *International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS.* , 2008, pp. 1-7.
- [49] E. Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 1893-1909, 2008.
- [50] G. K. Singh, "Multi-phase induction machine drive research—a survey," *Electric Power Systems Research*, vol. 61, pp. 139-147, 3/28/ 2002.
- [51] A. S. Abdel-Khalik, M. I. Masoud, S. Ahmed, and A. Massoud, "Calculation of derating factors based on steady-state unbalanced multiphase induction machine model under open phase(s) and optimal winding currents," *Electric Power Systems Research*, vol. 106, pp. 214-225, 1// 2014.
- [52] A. Mohammadpour and L. 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*, vol. 28, pp. 3517 - 3527 July 2013 2013.
- [53] N. Bianchi, S. Bolognani, Pre, x, and M. D., "Strategies for the Fault-Tolerant Current Control of a Five-Phase Permanent-Magnet Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, pp. 960-970, 2007.
- [54] F. Meinguet, N. Ngac-Ky, P. Sandulescu, X. Kestelyn, and E. Semail, "Fault-tolerant operation of an open-end winding five-phase PMSM drive with inverter faults," in *International Conference on Industrial Electronics Society, IECON 2013*, pp. 5191-5196.
- [55] F. Locment, E. Semail, and X. Kestelyn, "Vectorial Approach-Based Control of a Seven-Phase Axial Flux Machine Designed for Fault Operation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 3682-3691, 2008.
- [56] X. Kestelyn, Y. Crevits, and E. Semail, "Fault tolerant control of a seven-phase drive by degrees of freedom adaptation," in *International Conference on Industrial Technology (ICIT), IEEE 2010*, pp. 1513-1518.
- [57] N. K. Nguyen, D. Flieller, X. Kestelyn, and E. Semail, "Analytical Optimal Currents for Multiphase PMSMs Under Fault Conditions and Saturation," presented at the International conference on Industrial Electronics IECON Dallas, TX-USA, 2014.
- [58] S. Dwari and L. Parsa, "Fault-Tolerant Control of Five-Phase Permanent-Magnet Motors With Trapezoidal Back EMF," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 476-485, 2011.
- [59] X. Kestelyn and E. Semail, "A Vectorial Approach for Generation of Optimal Current References for Multiphase Permanent-Magnet Synchronous Machines in Real Time," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 5057-5065, 2011.
- [60] D. Flieller, N. K. Nguyen, P. Wira, G. Sturtzer, D. O. Abdeslam, and J. Mercklé, "A self-learning solution for torque ripple reduction for nonsinusoidal permanent-magnet motor drives based on artificial neural networks," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 655-666, 2014.
- [61] J. P. Martin, F. Meibody-Tabar, and B. Davat, "Multiple-phase permanent magnet synchronous machine supplied by VSIs, working under fault conditions," in *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, 2000, pp. 1710-1717 vol.3.

- [62] R. Hyung-Min, K. Ji-Woong, and S. Seung-Ki, "Synchronous frame current control of multi-phase synchronous motor - part II asymmetric fault condition due to open phases," in *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, 2004, pp. 1-275.
- [63] N. K. Nguyen, F. Meinguet, E. Semail, and X. Kestelyn, "Fault-tolerant operation of an open-end winding five-phase PMSM drive with short-circuit inverter fault," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 595-605, 2016.
- [64] N.-k. Nguyen, E. Semail, F. Meinguet, P. Sandulescu, X. Kestelyn, and B. Aslan, "Different Virtual Stator Winding Configurations of Open-End Winding Five-Phase PM Machines for Wide Speed Range Without Flux Weakening Operation," presented at the European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, France, 2013.
- [65] X. KESTELYN and E. Semail, *Commandes d'actionneurs électriques synchrones et spéciaux-Chapitre 5: Jean-Paul LOUIS-Hermes science*, 2011.
- [66] E. Semail, A. Bouscayrol, and J.-P. Hautier, "Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines," *The European Physical Journal - Applied Physics*, vol. 22, pp. 207-220, 2003.
- [67] X. Kestelyn, E. Semail, and J. Hautier, "Vectorial multi-machine modeling for a five-phase machine," *International Congress on Electrical Machines (ICEM'02)*, 2002.
- [68] E. Semail, F. Meibody-Tabar, M.-F. Benkhoris, H. Razik, M. Pietrzak-David, E. Monmasson, *et al.*, "Représentations SMM de Machines Polyphasées," *European Journal of Electrical Engineering (EJEE)*, vol. 8, pp. 221-239, 2005.
- [69] Z. Zhibin, F. Scuiller, J. F. Charpentier, M. El Hachemi Benbouzid, and T. Tianhao, "Power Control of a Nonpitchable PMSG-Based Marine Current Turbine at Overrated Current Speed With Flux-Weakening Strategy," *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, vol. 40, pp. 536-545, 2015.
- [70] O. Fall, N. K. Nguyen, J. F. Charpentier, P. Letellier, E. Semail, and X. Kestelyn, "Variable speed control of a 5-phase permanent magnet synchronous generator including voltage and current limits in healthy and open-circuited modes," *Electric Power Systems Research*, vol. 140, pp. 507-516, 2016.
- [71] O. Fall, J. F. Charpentier, N. Ngac-Ky, and P. Letellier, "Maximum torque per ampere control strategy of a 5-phase PM generator in healthy and faulty modes for tidal marine turbine application," in *Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2014 International*, 2014, pp. 468-473.
- [72] S. Zhigang, W. Jiabin, G. W. Jewell, and D. Howe, "Enhanced Optimal Torque Control of Fault-Tolerant PM Machine Under Flux-Weakening Operation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 344-353, 2010.
- [73] L. Parsa, N. Kim, and H. A. Toliyat, "Field Weakening Operation of High Torque Density Five-Phase Permanent Magnet Motor Drives," in *International Conference on Electric Machines and Drives*, 2005, pp. 1507-1512.
- [74] L. Lu, E. Semail, L. Kobylanski, and X. Kestelyn, "Flux-weakening strategies for a five-phase PM synchronous machine," in *European Conference on Power Electronics and Applications, EPE*, 2011, pp. 1-7.
- [75] X. Kestelyn, O. Gomofov, J. Buire, F. Colas, N. K. Nguyen, and E. Semail, "Investigation on model predictive control of a five-phase permanent magnet synchronous machine under voltage and current limits," in *Industrial Technology (ICIT), 2015 IEEE International Conference on*, 2015, pp. 2281-2287.
- [76] A. P. Sandulescu, F. Meinguet, X. Kestelyn, E. Semail, and A. Bruyere, "Flux-weakening operation of open-end winding drive integrating a cost-effective high-power charger," *Electrical Systems in Transportation, IET*, vol. 3, pp. 10-21, 2013.
- [77] W. Cao, B. C. Mecrow, G. J. Atkinson, J. W. Bennett, and D. J. Atkinson, "Overview of electric motor technologies used for more electric aircraft (MEA)," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 3523-3531, 2012.

- [78] H. Schwab, A. Klönne, S. Reck, I. Ramesohl, G. Sturtzer, and B. Keith, "Reliability evaluation of a permanent magnet synchronous motor drive for an automotive application," in *Conf. Rec. IEEE EPE 10th Euro. Conf*, 2003, pp. 2-4.
- [79] H. A. Toliyat, "Analysis and simulation of five-phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, pp. 748-756, 1998.
- [80] F. Jen-Ren and T. A. Lipo, "Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, pp. 1267-1274, 1994.
- [81] J. A. Guemes, A. M. Iraolagoitia, M. P. Donsion, and J. I. D. Hoyo, "Analysis of torque in permanent magnet synchronous motors with fractional slot windings," in *Electrical Machines, 2008. IECM 2008. 18th International Conference on*, 2008, pp. 1-4.
- [82] B. ASLAN, "Design of Multiphase PM Machine with Fractional Slot Concentrated-Windings and Wide Speed Range," Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM, 2013.
- [83] J. Pyrhönen, T. Jokinen, and V. Hrabovcovà, *Design of Rotating Electrical Machines*, Wiley ed., 2007.
- [84] F. Libert and J. Soulard, "Investigation on Pole-Slot Combinations for Permanent-Magnet Machines with Concentrated Windings," presented at the IECM, 2004.
- [85] P. Salminen, "Fractional slot permanent magnet synchronous motors for low speed applications," *Acta Universitatis Lappeenrantaensis*, 2004.
- [86] C. Gerada and K. J. Bradley, "Integrated PM Machine Design for an Aircraft EMA," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 3300-3306, 2008.
- [87] F. Meier, "Permanent-magnet synchronous machines with non-overlapping concentrated windings for low-speed direct-drive applications," 2008.
- [88] N. Bianchi and M. D. Pre, "Use of the star of slots in designing fractional-slot single-layer synchronous motors," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, pp. 459-466, 2006.
- [89] A. I. Smolenski, *Machines électriques*: Editorial Mir, 1983.
- [90] J.-D. Chatelain, *Machines électriques*: Georgi, 1983.
- [91] J. Cros and P. Viarouge, "Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 248-253, 2002.
- [92] F. Magnussen and C. Sadarangani, "Winding factors and Joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings," in *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, 2003, pp. 333-339 vol.1.
- [93] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, and B. Ackermann, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. I. Open-circuit field," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 124-135, 1993.
- [94] A. B. Proca, A. Keyhani, A. El-Antably, L. Wenzhe, and D. Min, "Analytical model for permanent magnet motors with surface mounted magnets," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, pp. 386-391, 2003.
- [95] C. Studer, A. Keyhani, T. Sebastian, and S. K. Murthy, "Study of cogging torque in permanent magnet machines," in *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*, 1997, pp. 42-49 vol.1.
- [96] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Analytical prediction of the cogging torque in radial-field permanent magnet brushless motors," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 28, pp. 1371-1374, 1992.
- [97] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, pp. 407-412, 2000.
- [98] L. Dosiek and P. Pillay, "Cogging Torque Reduction in Permanent Magnet Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, pp. 1565-1571, 2007.

- [99] F. Scuiller, "Développement d'outils de conception de Machines polyphasées à aimants utilisant l'Approche multimachine," Arts et Métiers ParisTech, 2006.
- [100] J. F. Gieras, "Analytical approach to cogging torque calculation of PM brushless motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, pp. 1310-1316, 2004.
- [101] S.-M. Hwang, J.-B. Eom, Y.-H. Jung, D.-W. Lee, and B.-S. Kang, "Various design techniques to reduce cogging torque by controlling energy variation in permanent magnet motors," *IEEE transactions on magnetics*, vol. 37, pp. 2806-2809, 2001.
- [102] S.-M. Hwang, J.-B. Eom, G.-B. Hwang, W.-B. Jeong, and Y.-H. Jung, "Cogging torque and acoustic noise reduction in permanent magnet motors by teeth pairing," *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 36, pp. 3144-3146, 2000.
- [103] F. Scuiller and E. Semail, "Inductances and Back-emf Harmonics Influence on the Torque/Speed Characteristic of Five-Phase SPM Machine," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2014 IEEE*, 2014, pp. 1-6.
- [104] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Winding inductances of brushless machines with surface-mounted magnets," in *Electric Machines and Drives Conference Record, 1997. IEEE International*, 1997, pp. WB2/2.1-WB2/2.3.
- [105] O. Fall, J.-F. Charpentier, N.-K. Nguyen, and P. Letellier, "Performances comparison of different concentrated-winding configurations for 5-phase PMSG in normal and faulty modes in flux weakening operation for fixed pitch tidal turbines," in *Electrical Machines (ICEM), 2016 XXII International Conference on*, 2016, pp. 2789-2795.
- [106] O. Fall, J.-F. Charpentier, N.-K. Nguyen, and P. Letellier, "Comparaison de Performances de Différentes Structures de Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) Polyphasées en Mode Normal et en Modes Dégradés en Vitesse Variable avec Défluxage pour des Applications Hydroliennes," in *Symposium de Genie Electrique*, 2016.
- [107] N. Moubayed, *Alimentation par onduleurs de tension des machines multi-étoiles*, 1999.
- [108] B. Aslan, E. Semail, and J. Legranger, "General Analytical Model of Magnet Average Eddy-Current Volume Losses for Comparison of Multiphase PM Machines With Concentrated Winding," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, pp. 72-83, 2014.
- [109] N. Bianchi and E. Fornasiero, "Impact of MMF Space Harmonic on Rotor Losses in Fractional-Slot Permanent-Magnet Machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, pp. 323-328, 2009.
- [110] E. Fornasiero, N. Bianchi, and S. Bolognani, "Rotor losses in fractional-slot three-phase and five-phase PM machines," in *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, 2010, pp. 1-5.
- [111] A. M. E.-. Refaie, M. R. Shah, R. Qu, and J. M. Kern, "Effect of Number of Phases on Losses in Conducting Sleeves of Surface PM Machine Rotors Equipped With Fractional-Slot Concentrated Windings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, pp. 1522-1532, 2008.
- [112] T. J. E. Miller, M. I. McGilp, and K. W. Klontz, "Approximate methods for calculating rotor losses in permanent-magnet brushless machines," in *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*, 2009, pp. 1-8.
- [113] J. Pyrhonen, H. Jussila, Y. Alexandrova, P. Rafajdus, and J. Nerg, "Harmonic Loss Calculation in Rotor Surface Permanent Magnets—New Analytic Approach," *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 48, pp. 2358-2366, 2012.
- [114] D. Ishak, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole," *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 41, pp. 2462-2469, 2005.
- [115] L. J. Wu, Z. Q. Zhu, D. Staton, M. Popescu, and D. Hawkins, "Analytical Model for Predicting Magnet Loss of Surface-Mounted Permanent Magnet Machines Accounting for Slotting Effect and Load," *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 48, pp. 107-117, 2012.

- [116] E. Fornasiero, N. Bianchi, and S. Bolognani, "Slot Harmonic Impact on Rotor Losses in Fractional-Slot Permanent-Magnet Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 2557-2564, 2012.
- [117] J. Li, D. W. Choi, D. H. Son, and Y. H. Cho, "Effects of MMF Harmonics on Rotor Eddy-Current Losses for Inner-Rotor Fractional Slot Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, pp. 839-842, 2012.
- [118] Z. Q. Zhu, D. Ishak, D. Howe, and J. Chen, "Unbalanced Magnetic Forces in Permanent-Magnet Brushless Machines With Diametrically Asymmetric Phase Windings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, pp. 1544-1553, 2007.
- [119] F. Magnussen and H. Lendenmann, "Parasitic Effects in PM Machines With Concentrated Windings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, pp. 1223-1232, 2007.
- [120] M. Fakam, M. Hecquet, V. Lanfranchi, and A. Randria, "Design and Magnetic Noise Reduction of the Surface Permanent Magnet Synchronous Machine Using Complex Air-Gap Permeance," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, pp. 1-9, 2015.
- [121] Z. Zhu and D. Howe, "Electromagnetic noise radiated by brushless permanent magnet DC drives," in *Electrical Machines and Drives, 1993. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 376)*, 1993, pp. 606-611.
- [122] A. Masmoudi and Z.-Q. Zhu, "Fractional slot permanent magnet brushless machines and drives for electric and hybrid propulsion systems," *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 30, pp. 9-31, 2011.
- [123] S. Djebbari, "Contribution à la modélisation et à la conception optimale de génératrices à aimants permanents pour hydroliennes," Université de Bretagne Occidentale, 2015.
- [124] L. Drouen, "Machines électriques intégrées à des hélices marines: contribution à une modélisation et conception multi-physique," Arts et Métiers ParisTech, 2010.
- [125] A. S. Bahaj, A. F. Molland, J. R. Chaplin, and W. M. J. Batten, "Power and thrust measurements of marine current turbines under various hydrodynamic flow conditions in a cavitation tunnel and a towing tank," *Renewable Energy*, vol. 32, pp. 407-426, 2007.
- [126] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. III. Effect of stator slotting," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 143-151, 1993.
- [127] P. Ponomarev, Y. Alexandrova, I. Petrov, P. Lindh, E. Lomonova, and J. Pyrhonen, "Inductance Calculation of Tooth-Coil Permanent-Magnet Synchronous Machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 5966-5973, 2014.

Contribution à l'étude de Machines Electriques Polyphasées à Aimants permanents en vue d'une Meilleure Gestion de la Commande en Modes Dégradés pour des Applications liées aux Energies Renouvelables Marines

RESUME : L'objectif de cette thèse est d'étudier des machines électriques à aimants permanents polyphasées et leur commande pouvant fonctionner en modes dégradés sur une large plage de vitesse dans le cadre d'une application de génération d'énergie hydrolienne. Ceci se justifie par le fait que, pour les applications liées à l'extraction d'énergie marine, les installations ne sont pas facilement accessibles pour des opérations de maintenance. Ainsi, des stratégies de commande ont été élaborées, pour des MSAP pentaphasées et à 2X3 phases, en mode sain et en modes dégradés, sur une large plage de vitesse avec un mode de défluxage. Une étude comparative a été faite sur le comportement en vitesse variable, en mode sain et en modes dégradés d'un certain nombre de MSAP à bobinage concentré autour des dents. Cette étude s'appuie sur un modèle analytique, qui estime à partir d'un cahier des charges et de la combinaison encoche/pôle, les inductances et les Forces électromotrices. Cet outil a permis également d'effectuer une première évaluation qualitative les phénomènes perturbateurs internes à la machine (Pertes dans les aimants et répartition des forces radiales) vis-à-vis de ces stratégies de commande. Enfin l'énergie extraite sur une durée significative en mode sain et en modes dégradés pour une turbine à pas fixe associée à plusieurs types de génératrices polyphasées a été quantifiée sur un site hydrolien typique (Raz de Sein).

Mots clés : entraînements électriques polyphasé à aimants permanents, modes dégradés, vitesse variable, énergie renouvelable marine, défluxage, commande, conception

Study of Multiphase Electricals Permanent Magnet Machines for a Best Management of Control in Faults Modes for Marine Renewable Energy systems

ABSTRACT : The aim of this thesis is to study multiphase permanent magnet electrical synchronous machines (PMSM) and associated control strategies for tidal energy harnessing. These systems must be able to operate in fault mode in a wide range of speed. Indeed, for marine energy extraction applications, it is difficult to access to the site for maintenance operations. Specific control strategies in healthy and faults modes have been proposed, for 5 phases and 2X3 phases PMSM in a wide range of speed including flux weakening operations. A comparative study has also been done by evaluating the torque speed characteristics of several PMSM with fractional slot concentrated winding. This study is based on an analytical model which allows evaluating inductance values and EMF waveforms, from the knowledge of slot/pole combination of the machine windings. This analytical model allows evaluating qualitatively the impact of the control strategies on magnet losses and radial forces. Finally a practical case of tidal current energy extraction has been studied by quantifying extracted energy, in healthy and in faults modes for several multiphase electrical generators associated with a fixed pitch turbine in a typical tidal site.

Keywords : Multiphase electrical permanent magnet machines and drives, Marine Renewable Energy, fault tolerant, variable speed, flux weakening, design, control