



HAL
open science

Modélisation, simulation et contrôle d'une génératrice multiphasée à grand nombre de pôles pour l'éolien

Alin Pantea

► **To cite this version:**

Alin Pantea. Modélisation, simulation et contrôle d'une génératrice multiphasée à grand nombre de pôles pour l'éolien. Autre. Université de Picardie Jules Verne, 2017. Français. NNT : 2017AMIE0024 . tel-03650568

HAL Id: tel-03650568

<https://theses.hal.science/tel-03650568>

Submitted on 25 Apr 2022

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.



Thèse de Doctorat

Mention : Sciences pour l'Ingénieur

Spécialité : Génie Electrique

présentée à *l'Ecole Doctorale en Sciences Technologie et Santé (ED 585)*

L'Université de Picardie Jules Verne

par

Alin PANTEA

pour obtenir le grade de Docteur de l'Université de Picardie Jules Verne

***Modélisation, simulation et contrôle d'une génératrice
multiphasée à grand nombre de pôles pour l'éolien***

Soutenue le 7 Juillet 2017, devant le jury d'examen :

M. Bruno ROBERT, Professeur des Universités	Président
M. Daniel ROGER, Professeur des Universités	Rapporteur
M. Fabrice LOCMONT, Maître de Conférences, HdR	Rapporteur
M. Gérard-André CAPOLINO, Professeur des Universités	Examineur
M. Franck BETIN, Professeur des Universités	Directeur de thèse
M. Amine YAZIDI, Maître de Conférences	Co-encadrant

Thèse préparée au sein du Laboratoire des Technologies Innovantes (LTI) de
L'Université de Picardie Jules Verne (UPJV),
Avec le financement du Conseil Régional des Hauts de France, projet GEOMED



Remerciements

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mes directeurs de thèse, Monsieur Franck BETIN, Professeur à l'Université de Picardie Jules Verne, et Monsieur Amine YAZIDI, Maître de Conférences à l'Université de Picardie Jules Verne, pour m'avoir accueilli dans leur équipe de recherche, pour les conseils scientifiques et techniques, pour les nombreux conseils avisés lors de la rédaction scientifique, pour leur soutien et encouragements qu'ils m'ont donnés pendant tout au long de ces années, et surtout pour le sujet très enrichissant qu'ils m'ont proposé.

Je voudrais aussi exprimer toute mes gratitudes à Monsieur Daniel ROGER Professeur à l'Université d'Artois et à Monsieur Fabrice LOCMONT, Maître de Conférences HdR à l'Université de Technologie de Compiègne, pour avoir accepté de participer à ma soutenance en tant que rapporteurs, pour leurs temps dédiés à lire et analyser en détail ces travaux.

Je tiens à remercier également, Monsieur Gérard-André CAPOLINO, Professeur à l'Université de Picardie Jules Verne et Monsieur Bruno ROBERT, Professeur à l'Université de Reims Champagne Ardenne pour leur disponibilité en tant qu'examineurs de cette thèse.

Je tiens à remercier le Conseil Régional des Hauts de France pour le soutien qu'il a apporté au Projet GEOMED (Génératrices Eoliennes Multiphasées à Entraînement Direct). Mes remerciements s'adressent aux partenaires de ce projet : l'Université de Technologie de Compiègne (Monsieur Vincent LANFRANCHI, Monsieur Guy FRIEDRICH) et l'Ecole d'Ingénieurs d'Amiens ESIEE-Amiens (Monsieur Augustin MPANDA et Monsieur Gérard AROQUIADASSOU).

Je remercie également les membres du laboratoire LTI, en particulier au directeur de laboratoire Monsieur Hassen BEJI et aux membres de l'équipe EESA (Énergie Électrique et Systèmes Associés) Monsieur Humberto HENAO, Monsieur Gérard-André CAPOLINO, Monsieur Shahin HEDAYATI KIA, Monsieur Sébastien CARRIERE, Monsieur Bruno VACOSSIN, Monsieur Arnaud SIVERT pour leur retour d'expériences et les nombreux échanges enrichissantes que nous avons eus et pour leur soutien à la finalisation de ces travaux.

Je remercie les doctorants et les stagiaires que j'ai eu le plaisir de côtoyer durant ces dernières années, en particulier Monsieur Mehdi TAHERZADEH, Madame Tri NURWATI, Madame Zahra

DANESHIFAR, Monsieur Jean BESTER, Monsieur Charles MACHADO et Madame Amel NACER.

Je remercie tous mes collègues du département QLIO (Qualité Logistique Industrielle et Organisation), Monsieur Laurent DAMAY, Monsieur Ludovic QUELIN, Monsieur Francis BIZON et Madame Laurence GUICHARD et du département GEII (Génie Électrique et Informatique Industrielle) Monsieur Larbi CHRIFI, Monsieur Pascal HUSSAUD, Monsieur Alain GONZAGA, Monsieur Marc LAMART, Madame Odette FOKAPU, Monsieur Abdel FAQIR pour leur soutien et encouragements.

J'aimerais aussi remercier toutes les personnes qui, d'une manière ou d'une autre, m'ont aidé pour les formalités administratives : au secrétariat LTI (Madame Aurélie BONNENTIEN, et Madame Valérie MESSIAEN), secrétariat QLIO (Madame Sophie CLOUX), secrétariat GEII (Aurélie ANDOLFI) et au secrétariat Ecole Doctorale STS (Madame Virginie PECOURT, Madame Virginie LEFEVRE et Madame Audrey LECOMPTE).

Je remercie également tout le personnel du site universitaire de Soissons-Cuffies pour les bons moments passés ensemble en particulier Monsieur Jérôme CREPEAUX, Monsieur Christophe MALINOWSKI, Monsieur Gregory FONTAINE, Monsieur Guillaume GIGUET, Monsieur Yves ORDENER, Madame Marie-Christine PILLOT, Madame Brigitte LOCATELLI et Madame Catherine BOULANT.

Les remerciements s'étendent également à mes enseignants durant toutes ces longues années d'études.

Je remercie toute ma grande famille, en particulier mes parents, pour leurs encouragements et leur soutien inconditionnel tout au long de mes études et sans qui le présent travail n'aurait certainement pas été mené à bien.

Pour conclure, je souhaite bien évidemment remercier mon épouse Ana, pour son encouragement et son soutien depuis le début de ces travaux de thèse, pour m'avoir supporté, écouté et consolé pendant les moments difficiles. Je ne peux finir sans remercier notre petite fille Victoria Maria qui nous a apporté beaucoup de bonheur depuis sa naissance.

Table des matières

Remerciements	3
Table des matières	5
Liste de figures	7
Liste des tableaux	10
Glossaire	11
Introduction générale	18
Chapitre I Etat de l'art sur l'énergie de type éolien.....	23
I.1. Introduction	23
I.2. Différents types d'éoliennes.....	25
I.2.1. Eoliennes à l'axe horizontal ou vertical	25
I.2.2. Normes industrielles	27
I.2.3. Chaîne de transmission de l'énergie.....	27
I.3. Mode de fonctionnement et types de génératrice.....	30
I.3.1. Génératrices synchrones.....	31
I.3.1.1. Génératrices synchrones à rotor bobiné	31
I.3.1.2. Génératrices synchrones à aimants permanent.....	33
I.3.2. Génératrices asynchrones	36
I.3.2.1. Génératrices asynchrones à double alimentation (<i>GADA</i>)	36
I.3.2.2. Génératrices asynchrones à cage	38
I.3.3. Génératrices à structure spéciale	40
I.3.3.1. Génératrices à reluctance variable (<i>GRV</i>)	40
I.4. Contrôle-commande de l'éolienne	41
I.5. Choix d'une structure pour l'étude.....	43
I.5.1. Motivation du choix	43
I.5.2. Génératrices-convertisseurs tolérants aux défauts électriques pour les éoliennes	45
I.5.3. Génératrice tolérante aux défauts mécaniques pour les éoliennes	46
I.5.4. Technologie de la Génératrice tolérante aux défauts mécaniques et électriques	47
pour les éoliennes.....	47
I.5.5. Positionnement de la recherche	47

I.6.	Conclusion.....	48
Chapitre II	Etude et modélisation de la machine asynchrone hexaphasée à cage	49
II.1.	Introduction	49
II.2.	Présentation de la génératrice.....	51
II.2.1.	Le stator du prototype	51
II.2.2.	Caractéristiques du rotor	58
II.3.2.	Modélisation du rotor.....	64
II.4.	Schéma du modèle de la machine en monophasé	75
II.4.1.	Schéma monophasé équivalent	75
Chapitre III	Etude de la commande de la GAS6	88
III.1.	Introduction	88
III.2.	Modèle de commande de la GAS6	88
III.2.1.	Transformations des repères	89
III.2.2.	Du modèle hexaphasé au modèle biphasé	91
III.2.2.1.	Modèle dans l'espace $\alpha\beta z$	92
III.2.2.2.	Modèle dans le repère dqz	95
III.3.	Commande par orientation du flux rotorique.....	96
III.3.1.	Méthode indirecte d'orientation du flux rotorique	97
III.4.	Implantation de la commande	99
III.4.1.	Contrôle des courants.....	100
III.4.2.	Découplage entre les deux axes d et q	101
III.4.3.	Analyse en régime permanent GAS6 à cage	102
III.4.4.	Résultats de simulation en mode sain	103
III.5.	Validation expérimentale	105
III.5.1.	Description du banc d'essai	105
III.5.2.	Résultats expérimentaux en mode sain	107
III.5.3.	Comparaisons entre résultats de simulation et expérimentaux	109
III.6.	Conclusion.....	109
Chapitre IV	Commande tolérante aux défauts statoriques	111
IV.1.	Introduction	111
IV.2.	Etude sur le fonctionnement en mode dégradé	111
IV.2.1.	Modèle de commande de la GAS6 en mode dégradé	113

IV.2.2. Analyse des effets du défaut.....	115
IV.2.3. Commande adaptée au défaut.....	117
IV.2.3.1. Orientation du flux rotorique en défaut	117
IV.2.3.2. Commande adaptée au défaut.....	119
IV.2.4. Simulation et expérimentation en mode dégradé	120
IV.2.4.1. Résultats de simulations en régime permanent.....	120
IV.2.4.2. Résultats expérimentaux en régime permanent	122
IV.2.4.3. Résultats en régime dynamique.....	124
IV.3. Optimisation du rendement de la <i>GAS6</i> dans le control	126
IV.3.1. Modèle de contrôle des pertes (<i>LMC</i>)	126
IV.3.1.1. Bilan sur les pertes.....	126
IV.3.1.2. Régulateur de courant avec la méthode <i>LMC</i>	129
IV.3.1.3. Résultats expérimentaux.....	131
IV.4. Conclusion.....	131
Conclusion générale et perspectives.....	133
Annexe A.....	136
Bibliographie	139
Publications	148
Résumé/Abstract.....	149

Liste de figures

Fig. 1 Evolution des éoliennes tripales à axe horizontal d'après Wind Europe (EWEA) [L1]	18
Fig. 2 Configurations possibles du stator: a) double étoile b) une seule étoile	20
Fig. 3 Evolution des puissances installées entre 1990-2014 dans l'UE [L2]	23
Fig. 4 Evolution de la puissance éolienne par régions 2007-2015 [L4].....	24
Fig. 5 Classification des technologies éoliennes	25
Fig. 6 Eolienne à axes horizontal et vertical.....	25
Fig. 7 Classification des éoliennes à axe horizontal.....	27
Fig. 8 Structure de la chaîne de transmission d'une éolienne classique [L6].....	28
Fig. 9 Multiplicateur à trois étages pour éolienne [WOO10]	28
Fig. 10 Classification des éoliennes selon la chaîne de transmission.....	29
Fig. 11 Schéma général du fonctionnement autonome d'une éolienne.....	30
Fig. 12 Classement des machines synchrones [CHE04]	31

Fig. 13 Machines synchrones à rotor à pôles lisses et à rotor à pôles saillants [L8],[L9],[L10]	32
Fig. 14 Structure d'une éolienne basée sur un générateur synchrone à rotor bobiné (GSRB) :	33
Fig. 15 Comparaisons entre la machine synchrone à flux radial et à flux axial.....	33
Fig. 16 Topologies des rotors synchrones à aimants permanents : a) surfaciques b) intérieurs c) enterrés d) montés avec développement polaire e) à concentration de flux [GAZ13] f) à saillance inverse [CAR94]	34
Fig. 17 Topologies des machines à flux axial : a) un rotor et un stator, b) deux rotors et un stator, c) un rotor et deux stators, d) topologie multiniveau, e) topologie excitation hybride (AP et électroaimant) [DON12],[CAP14],[AYD10],[BOM09].....	35
Fig. 18 Structures d'éoliennes avec machines synchrones à aimants permanents(MSAP) : a) avec multiplicateur (flux radial) et b) attaque directe (flux axial)	35
Fig. 19 Structure d'éolienne avec <i>GADA</i> , contrôle du glissement via une résistance rotorique [POI03]	36
Fig. 20 Variation de la résistance rotorique par rapport au couple électromagnétique [POI03]	37
Fig. 21 Structure éolienne avec <i>GADA</i>	37
Fig. 22 Caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone à cage [L11]	38
Fig. 23 Structure d'éolienne avec une <i>GAS</i> à vitesse fixe	39
Fig. 24 Structure d'éolienne avec la <i>GAS</i> à vitesse variable	39
Fig. 25 Topologies de la machine à reluctance variable : a) 6/4 et b) 64/48 avec les lignes de flux [MOU05],[ILE11]	40
Fig. 26 Courbe de puissance idéale pour une éolienne sur une plage de vitesse [POI03] ..	41
Fig. 27 Courbes idéales de puissance en fonction de la vitesse pour différents types de contrôle-commande.....	42
Fig. 28 Diagramme de contrôle dans la chaîne de conversion de type éolien.....	43
Fig. 29 Distribution des défauts en Finlande entre 1996-2004[L1]	44
Fig. 30 Configuration stator hexaphasée: a) asymétrique b) symétrique	46
Fig. 31 Variation d'induction magnétique dans l'entrefer pour différents types de bobinage : a) une bobine par pôle b) deux bobines par pôle c) trois bobines par pôle [MAD02]	52
Fig. 32 Exemple de calcul du pas d'encoche pour une machine à 2 pôles [WU17]	53
Fig. 33 Plan du bobinage sur deux pôles pour la première phase de la <i>MAS6</i>	54
Fig. 34 Plan de bobinage sur deux pôles de la <i>MAS6</i>	55
Fig. 35 Bobinage quatre couches <i>MAS6</i>	55
Fig. 36 Plan du bobinage de la <i>MAS6</i>	56
Fig. 37 Dimensions d'une encoche du stator.....	57
Fig. 38 Tôle statorique.....	57
Fig. 39 Dimensions géométriques d'une encoche rotorique(a), d'une barre(b) et de l'anneau de court-circuit(c).....	58
Fig. 40 Une tôle du rotor	59
Fig. 41 Le stator de la génératrice asynchrone hexaphasée.....	61
Fig. 42 Circuit équivalent du stator de la <i>MAS6</i> associée à un onduleur de puissance	63

Fig. 43 Circuit équivalent du rotor [20].....	64
Fig. 44 Circuit équivalent d'une maille rotorique	65
Fig. 45 Forme simplifiée d'une encoche [EKW03]	66
Fig. 46 Exemple de calcul de l'inductance mutuelle entre la bobine z_1 et z_2	68
Fig. 47 Forme simplifiée d'une encoche du rotor	70
Fig. 48 Profil trapézoïdal de l'inductance mutuelle stator-rotor entre une bobine statorique et une maille rotorique	72
Fig. 49 Schéma monophasé équivalent [ARO 08]	75
Fig. 50 Schéma monophasé équivalent conventionnel.....	80
Fig. 51 Bloc « <i>Mutual inductance</i> » pour trois bobines	83
Fig. 52 Détail de l'implantation des paramètres variables	83
Fig. 53 Schéma global de simulation du modèle <i>CIE</i> de la <i>MAS6</i>	84
Fig. 54 Modèle d'une maille rotorique sous <i>Simulink</i> [®]	84
Fig. 55 Courants statoriques	85
Fig. 56 Couple électromagnétique.....	85
Fig. 57 Vitesse du rotor	86
Fig. 58 Courants rotoriques	86
Fig. 59 Structure d'une chaîne de conversion de l'énergie de type éolien raccordé au réseau	88
Fig. 60 Représentation des différents repères des grandeurs électriques	90
Fig. 61 Schéma monophasé équivalent de la <i>MAS6</i>	97
Fig. 62 Schéma de contrôle de la <i>GAS6</i> connectée au réseau	100
Fig. 63 Schéma du convertisseur hexaphasé	100
Fig. 64 Structure des régulateurs <i>PI</i>	101
Fig. 65 Courants statoriques, zoom pour $i_q=-40A$	104
Fig. 66: Courants statoriques dans l'axe d et q	104
Fig. 67: Puissance électromagnétique	104
Fig. 68: Forces électromotrices statoriques	105
Fig. 69: Courants rotoriques	105
Fig. 70 Banc de test éolien : Schéma 3D et Installation réelle	106
Fig. 71 Schéma de configuration expérimentale	107
Fig. 72 Courants statoriques, détaille pour $i_q=-40A$	108
Fig. 73: Courants statoriques dans l'axe d et q	108
Fig. 74: Puissance électromagnétique	109
Fig. 75 Types des défauts sur la partie électrique (convertisseur, machine) de la <i>GAS6</i> .	112
Fig. 76 Schéma global de commande adaptée aux défauts	120
Fig. 77 Courants statoriques en régime permanent : a)mode sain, b) ouverture d'une phase et c)mode défaut avec commande adaptée.....	121
Fig. 78 Courants statoriques par phase en régime permanent : a)mode sain, b) ouverture d'une phase et c)mode défaut avec commande adaptée	122
Fig. 79 Puissance électromagnétique en régime permanent : a)mode sain, b) ouverture d'une phase et c)mode défaut avec commande adaptée	122

Fig. 80 Courants expérimentaux de découplage en régime permanent : a)mode sain, b) ouverture d'une phase et c)mode défaut avec commande adaptée	123
Fig. 81 Courants statoriques par phase en régime permanent : a)mode sain, b) ouverture d'une phase et c)mode défaut avec commande adaptée	123
Fig. 82 Puissance électromagnétique en régime permanent : a)mode sain, b) ouverture d'une phase et c)mode défaut avec commande adaptée	123
Fig. 83 Structure dynamique de régulation en mode dégradé	124
Fig. 84. Courants statorique en repère tournant : simulés (à gauche) et expérimentaux (à droite).....	125
Fig. 85 Courants statoriques (a) avec zooms sur la zone 1 et 2 (b) : simulés (à gauche) et expérimentaux (à droite).....	125
Fig. 86 Puissance électromagnétique : simulée (à gauche) et expérimentale (à droite)....	126
Fig. 87 Pertes [W] vs. courant magnétisant i_{sd} [A].....	128
Fig. 88 Rapport i_{sd}^*/i_{sq}^* vs. Fréquence statorique [rad/s].....	129
Fig. 89: Pertes [W] vs. i_{sq} [A].....	130
Fig. 90 Rendement du GAS6 vs puissance mécanique d'entrée [W]	130
Fig. 91 Pertes [W] vs i_{sd} [A].....	131
Fig. 92 Rendement vs puissance électromagnétique [W] d'entrée à 125 tr/min	132

Liste des tableaux

Tableau 1 Bilan de la puissance installée de type éolien dans le monde (en MW)[L3]	24
Tableau 2 Comparaisons des structures éoliennes à axe horizontal et vertical	26
Tableau 3 Caractéristiques électriques de la génératrice.....	51
Tableau 4 Paramètres du bobinage statorique	56
Tableau 5 Dimensions des tôles statoriques.....	57
Tableau 6 Caractéristiques tôles rotoriques.....	58
Tableau 7 Angles relatifs du profil de l'inductance mutuelle stator-rotor.....	72
Tableau 8 Paramètres de la GAS6	102
Tableau 9 Comparaison résultats simulation - expérimentaux.....	109
Tableau 10 Combinaisons d'ouverture de phase.....	112
Tableau 11 Inductances de la GAS6 en modes sain et dégradés	114

Glossaire

Acronymes

<i>CA</i>	Courant alternatif
<i>CC</i>	Courant continu
<i>CIE</i>	Circuits Internes Equivalents
<i>Edf</i>	Electricité de France
<i>EESA</i>	Energie Electrique et Systèmes Associes
<i>EWEA</i>	European Wind Energy Association (actuellement Wind Europe)
<i>FPGA</i>	Field-Programmable Gate Array
<i>GADA</i>	génératrice à double alimentation
<i>GAS</i>	Génératrice Asynchrone à cage
<i>GE</i>	General Electric
<i>GEOMED</i>	Génératrices Eoliennes Multiphasées à Entraînement Direct
<i>GES</i>	gaz à effet de serre
<i>GRV</i>	Génératrices à Reluctance Variable
<i>GWEC</i>	Global Wind Energy Council
<i>IEC</i>	International Electrotechnical Commission
<i>IEC61400</i>	Norme pour les éoliennes
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<i>LTI</i>	Laboratoire des Technologies Innovantes
<i>LMC</i>	Loss Model Control
<i>MADA</i>	machine à double alimentation
<i>MAS</i>	Machine Asynchrone à cage
<i>MAS6</i>	Machine Asynchrone à cage hexaphasée
<i>MATLAB®</i>	Logiciel de calcul numérique
<i>MEF</i>	Méthode des Eléments Finis
<i>MLI</i>	Modulation Largeur Impulse
<i>MPPT</i>	Maximum Power Point Tracker

<i>MRV</i>	Machines à Reluctance Variable
<i>PI</i>	Proportionnel Intégral
<i>RMS</i>	Root Mean Square (valeur efficace)
<i>RT2012</i>	Règlementation Thermique 2012
<i>SIMULINK</i> [®]	Extension graphique de <i>Matlab</i> [®] , qui permet des diagrammes en block
<i>SIMSCAPE/SimPowerSystem</i> [®]	Bibliothèque du logiciel <i>Matlab/Simulink</i> [®]
<i>UE</i>	Union Européenne

Paramètres de la modélisation

<i>B</i>	Nombre totale de bobines
<i>b₂</i>	Nombre de bobines par pôle et par phase
<i>C_{em}</i>	Couple électromécanique
<i>C_{ch}</i>	Couple de charge
<i>C_{ph}</i>	Nombre de conducteurs par phase
<i>d₁^s, d₂^s, d₃^s</i>	Longueur de l'encoche du stator
<i>D_r</i>	Diamètre externe du rotor
<i>D_s</i>	Diamètre interne du stator
<i>f_{em}</i>	Force électromotrice
<i>f_n</i>	Fréquence nominale
<i>f_v</i>	Frottement visqueux
<i>g</i>	Glissement
<i>G</i>	Epaisseur de l'entrefer
<i>j(k)</i>	Courant de la maille <i>k</i>
<i>J</i>	Inertie
<i>k</i>	Maille rotorique
<i>l_a</i>	Longueur de l'anneau de court-circuit entre deux barres consécutives
<i>l_r</i>	Longueur de la barre rotorique
<i>l_s</i>	Longueur de l'encoche statorique
<i>l_{tb}</i>	Longueur de la tête de bobine <i>z</i>

L_0	Inductance cyclique d'entrefer du rotor
L_{ag}^r	Inductance propre d'entrefer
$L_{ag,k,i}^r$	Inductance mutuelle entre les mailles rotoriques
L_{ag,z_A,z_B}^s	Inductance mutuelle entre deux bobines statoriques (z_A et z_B)
L_{Cs}	Inductance cyclique du stator
L_{Cr}	Inductance cyclique du rotor
L_{er}^r	Résistance de l'anneau de court-circuit
$L_{k,ag}^r$	Inductance propre d'entrefer pour une maille
L_{ks}^r	Résistance des barres rotoriques
$L_{k,z}^r$	Inductance de fuite d'une encoche
$L_{k,l..Q}^r$	Inductance mutuelle entre les barres rotoriques
$L_{z,k}^{sr}$	Inductance mutuelle stator rotor entre la bobine z et la maille k
$L_{z,z}^s$	Inductance propre de la bobine b
$L_{z,1..288}^s$	Inductance mutuelle entre la bobine z et les autres 288 bobines
$L_{z,ag}^s$	Inductance totale d'entrefer
$L_{z,s}^s$	Inductance de fuite totale d'encoche
$L_{z,ce}^s$	Inductance de fuite totale de tête de bobine
m	Nombres des phases statoriques
M_1	Limite supérieure de l'inductance mutuelle stator-rotor entre la bobine z et la maille k
M_2	Limite inférieure de l'inductance mutuelle stator-rotor entre la bobine z et la maille k
N_c	Nombre des spires par conducteur
N_{es}	Nombre des encoches statoriques
N_{ph}	Nombre des spires par phase

N_t	Nombre de tôles
p	Nombre de pôles
P_n	Puissance nominale
r_{sz}	Résistance d'une bobine élémentaire
q	Nombre de bobines par pôle
Q	Nombre de barres
R_b^r	Résistance des barres rotoriques
R_{er}^r	Résistance de l'anneau de court-circuit
R_m^s	Résistance statorique
R_R	Résistance apparente du rotor
R_2	Résistance rotorique ramené au stator
S_a	Aire de la section de l'anneau
S_b	Aire de la section de la barre
S_{es}	Aire de la section de l'encoche
S_f	Surface délimitée par une maille
S_s	Section du fil conducteur d'une spire
V_s	Tension statorique
w_1^s, w_2^s	Largeur l'encoche du stator
X_m	Réactance magnétisante
X_{l1}	Réactance de fuite du stator
X_{l2}	Réactance de fuite du rotor ramenée au stator
γ	Pas d'encoche électrique
γ_m	Pas d'encoche mécanique
z	Bobine statorique élémentaire
Z	Nombres d'encoches
Z_p	Nombre d'encoches par pôle
Z_c	Nombre d'encoches enjambées par la bobine

γ_m^r	Pas d'encoche mécanique
λ_{ee}^s	Coefficient de fuite de tête de bobine
τ_p	Pas polaire (longueur d'arc)
ρ_p	Pas polaire
ρ_m	Angle mécanique des encoches enjambées par la bobine
ρ	Pas électrique d'une bobine
ρ_{cu}	Résistivité du cuivre
$\theta_k(t)$	Position du centre de la maille k par rapport à une référence statorique
τ_r	Pas d'encoche (longueur d'arc)
τ_s	Pas statorique
τ_{sz}	Pas de la bobine z
Γ_r	Circonférence du rotor
Γ_s	Circonférence interne du stator
μ_0	Perméabilité à vide
ω	Pulsation statorique
Ω	Vitesse rotorique

Paramètres de la commande

$ABCDEF$	Repère naturel
dq	Repère quadratique lié au champ tournant
k	Numéro de la phase
k_e	Coefficients de courants de Foucault
k_h	Coefficients de courants de hystérésis
K_I	Coefficient intégral du régulateur
K_P	Coefficient proportionnel du régulateur
i_{sd}, i_{sq}	Courants statoriques dans le repère dq
l_m	Inductance magnétisante

l_s	Inductance de fuite statorique
l_r	Inductance de fuite rotorique
L_s, L_r	Inductance statoriques et rotorique
M	Maximum de l'inductance mutuelle stator-rotor
N	Nombre de phases actives
p	Nombre de paires de pôles
P_{comm}	Pertes en commutation
P_{cuivre}	Pertes cuivre
P_e	Puissance électromagnétique
P_{fer}	Pertes fer
P_{meca}	Pertes mécaniques
P_{perte}	Puissance totale des pertes
P_s	Puissance de sortie
T_r	Constante rotorique
v_{dsdec}, v_{qsdec}	Forces électromotrices de compensation sur les deux axes : d et q
v_{sd}, v_{sq}	Tensions statoriques dans le repère dq
$\alpha\beta$	Repère quadratique fixe
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$	Flux statoriques dans le repère dq
φ_s, φ_r	Flux statoriques et rotorique
θ	Angle de déphasage entre deux phases consecutives
θ_k	Angle de déphasage de la phase k
θ_r	Angle de la position rotorique
θ_s	Angle de la position statorique
θ_{sl}	Angle correspondant au glissement
ω_r	Pulsation rotorique
ω_s	Pulsation statorique
ω_{sl}	Pulsation du glissement

Vecteurs et matrices

$[I_r]$	Vecteur des courants rotoriques
$[I_s]$	Vecteur des courants statoriques
$[L^s]$	Matrice inductances mutuelles entre chaque bobines statoriques
$[L_{rr}]$	Vecteur des inductances propres rotoriques
$[L_{sr}]$	Vecteur des inductances mutuelles stator-rotor
$[L_{ss}]$	Vecteur des inductances propres statoriques
$[R(\theta_s)]$	Matrice de rotation (Matrice de transformation du Park modifiée)
$[R(\theta_s)_{AD}]$	Matrice de rotation adaptée au défaut
$[R_s]$	Vecteur des résistances statoriques
$[R_r]$	Vecteur des résistances rotoriques
$[R^s]$	Matrice résistances des bobines statoriques
$[T_N]$	Matrice de transformation de Clarke en mode défaut (N phases actives)
$[T_3]$	Matrice de transformation classique de Clarke (trois phases)
$[T_6]$	Matrice de transformation de Clarke en mode sain (six phases)
$[V_s]$	Vecteur des tensions statoriques

Introduction générale

De nos jours, le développement du secteur des énergies renouvelables est devenu une nécessité de par la diminution des ressources d'énergies fossiles conjointement avec l'amplification de la consommation. Le secteur éolien peut représenter une des parties d'une solution globale pour un développement durable sur terre.

Dans les années 80-90, des ingénieurs spécialisés ont commencé à développer des systèmes pour capter à grande échelle l'énergie gratuite du vent (aérogénérateur) ou des courants d'eau (micro-turbine au fil de l'eau) et la transformer en énergie électrique. Depuis une quinzaine d'années, l'éolien s'est grandement développé en nombre d'infrastructures et en puissance comme l'illustre la figure 1 et la structure tripale à axe horizontal est devenue un standard. Avec l'augmentation de puissance, ces structures sont passées d'une alimentation locale à une connexion au réseau public de transport et de distribution.

Une puissance de l'éolienne supérieure à $2MW$ impose de nombreuses contraintes comme par exemple la disponibilité de l'installation qui deviendra essentielle pour le gestionnaire du réseau et pour l'exploitant en terme de rentabilité. Aussi, la gestion des défauts devient vitale pour répondre à cette contrainte spécifique.

D'après certaines études [HOL05], la majorité des défauts dans une structure d'aérogénérateurs tripales (nommées ci-après éoliennes) sont d'origine mécanique ou électrique. Si pour le système mécanique, la plupart des défauts sont localisés au niveau du multiplicateur, pour le système électrique, la majorité de ceux-ci sont dus aux convertisseurs ou à la génératrice. Par un choix judicieux de conception de la structure, on peut diminuer voire s'affranchir complètement des défauts mécaniques par l'augmentation du nombre de paires de pôles.

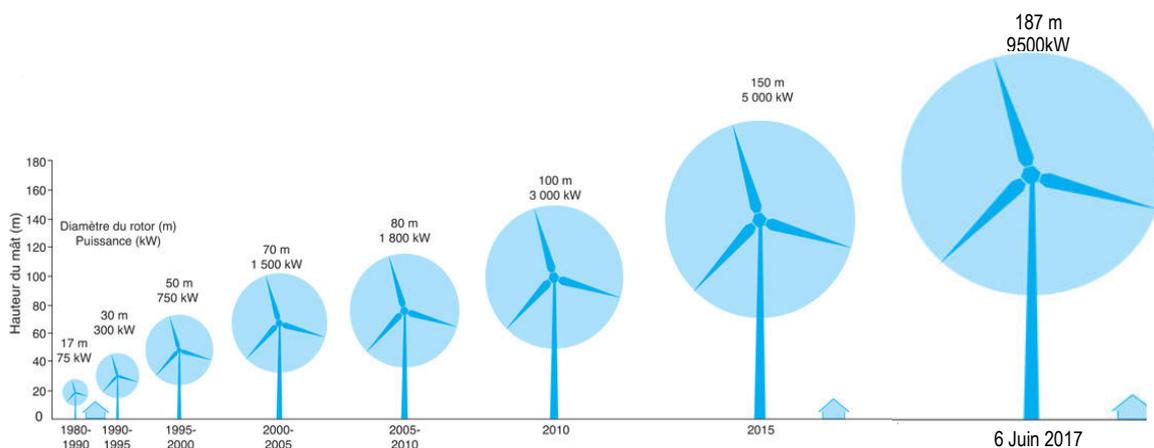


Fig. 1 Evolution des éoliennes tripales à axe horizontal d'après Wind Europe (EWEA) [L1]

Pour les défauts électriques, il faut répondre avec des techniques de commandes avancées associées à des structures électriques particulières pour rééquilibrer le système et en conséquence réduire le taux d'oscillations de la puissance électromagnétique. Cela permet d'éviter des effets indésirables tels que l'injection de perturbations électriques sur le réseau public ou des vibrations importantes sur l'arbre pouvant se répercuter sur la structure du mât et endommager l'éolienne. Aussi, tout dépassement d'un certain seuil du taux de perturbations peut déclencher automatiquement la déconnexion de l'installation éolienne au réseau et la forcer à l'arrêt. De même, les conditions d'exploitation compliquées de par à titre d'exemples une accessibilité de l'éolienne difficile (surtout en off shore), des opérations ardues (la dépose de la nacelle), des conditions météorologiques parfois extrêmes, etc., font de l'intervention in situ une opération délicate à programmer et très coûteuse. De plus, le temps d'indisponibilité de la machine engendre des effets négatifs sur trois plans :

- Technique - l'opérateur du réseau est obligé de remplacer la production stoppée par une autre source d'énergie rapidement pour assurer la continuité d'alimentation
- Economique – l'exploitant de l'éolienne subit des pertes financières importantes jusqu'à la mise en route de l'installation, plus le cout d'intervention et de réparations
- Environnementale – en générale la source de remplacement est non-renouvelable, avec un impact de CO₂ important.

Dans la littérature, sont analysées des méthodes de modélisation et de diagnostic pour les défauts de machine ou convertisseurs principalement axées sur le mode de fonctionnement moteur de machines triphasées et depuis quelques années sur de machines multiphasées [LEV07], [LEV08], [LEV16].

Sur les machines multiphasées et plus particulièrement hexaphasées, les principales publications sont focalisées sur le défaut de perte de phase pour des applications moteur [APS06],[KIA08],[ALB12],[ESP13],[JIA15],DUR16]. Dans ce contexte, deux solutions sont proposées pour les machines hexaphasées :

- L'utilisation d'un stator à double étoile (Fig. 2.a) où en cas de pertes d'une ou plusieurs phases, l'étoile incriminée est isolée et l'algorithme de commande devient celui d'un système triphasé classique (appelée également système redondant).
- L'utilisation d'un stator à une seule étoile (Fig 2.b) où en cas de pertes d'une ou plusieurs phases, la phase concernée est isolée et l'algorithme de commande doit s'adapter à la nouvelle structure.

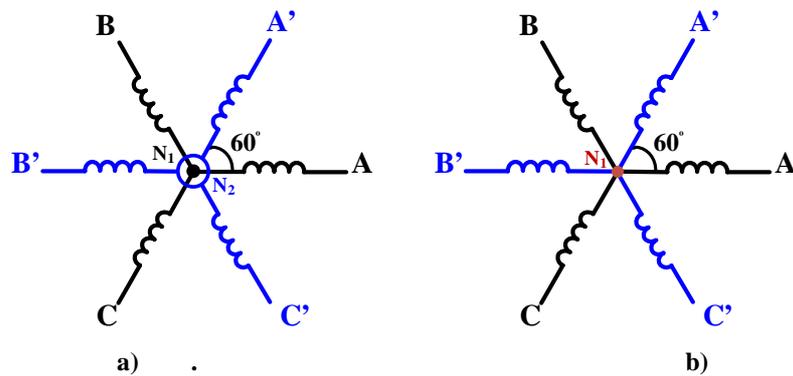


Fig. 2 Configurations possibles du stator: a) double étoile b) une seule étoile

Comme écrit précédemment, la grande majorité des travaux dans ce domaine particulier sont concentrés sur le mode de fonctionnement moteur. Mais, au cours de ces dix dernières années et avec le développement du secteur éolien, de nombreuses études quant à la génération d'énergie ont été développées [VIZ06],[DUR11],[AMI12],[CHE12].

Actuellement, dans l'industrie, la technologie basée sur la redondance d'étoiles est préférée de par la simplicité de paralléliser plusieurs étoiles et convertisseurs industriels ; on pourra citer à titre d'exemple le modèle *Haliade* d'Alstom avec 3 étoiles en parallèle. Mais, même si cette stratégie est plus simple à mettre en œuvre, la perte d'une phase entraîne une perte beaucoup plus importante en terme de puissance puisque l'étoile complète est désactivée alors, qu'avec une machine multiphasée, seule la phase diagnostiquée en défaut est mise de côté. De plus, si une phase de chaque étoile est défaillante, la production est stoppée.

L'équipe Energie Electrique et Systèmes Associés (*EESA*) du Laboratoire des Technologies Innovantes (*LTI*) propose, dans le cadre du projet Génératrices Eoliennes Multiphasées à Entraînement Direct (*GEOMED*), d'aller plus loin et d'implémenter une commande adaptée à la perte de phase pour une génératrice hexaphasée présentant une seule étoile (Fig.2.b) pour des éoliennes connectées au réseau. Cette génératrice possède également 12 paires de pôles pour lui conférer davantage de tolérance vis-à-vis des défauts mécaniques. Il faut souligner que l'équipe *EESA* possède une certaine expertise dans ce domaine puisqu'un récent travail [TAH15] a été validé pour un système hexaphasé de génération à faible puissance (90W) alimentant une charge continue fixe et nous appuierons sur ce travail pour développer notre étude.

De manière synthétique, le but est de concevoir une commande tolérante aux défauts respectant 2 objectifs principaux à savoir :

- La réduction des oscillations de puissance
- La réduction des pertes

Le premier objectif est primordial pour assurer la sûreté de fonctionnement de l'installation de l'éolienne car en cas de défaut électrique, des vibrations peuvent apparaître et se propager sur

l'arbre et la puissance délivrée se doit de correspondre à des normes de plus en plus strictes émanant du gestionnaire de réseau. Pour cela, le modèle mathématique découplé de la génératrice doit être développé en mode dégradé. Ainsi, une fois le défaut détecté, la nouvelle base orthogonale est obtenue suite à une matrice de transformation adaptée au défaut et les paramètres des régulateurs sont adaptés. Cette stratégie présente l'avantage de ne nécessiter aucun composant supplémentaire contrairement à d'autres méthodes.

Pour le second objectif consistant à optimiser le rendement de la machine, la technique de commande par modélisation des pertes (*Loss Model Control* en anglais) est appliquée à notre génératrice hexaphasée. Le modèle de pertes est employé dans ce cas pour modifier le flux afin de minimiser les pertes et donc optimiser le rendement.

Le mémoire de thèse est organisé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, les différents types de technologies industrielles existantes jusqu'aux nouvelles technologies en cours de développement pour l'éolien sont présentées. Une analyse de chaque structure est introduite en se basant sur les avantages et inconvénients de chacune. De cet état de l'art, le choix quant à une structure tolérante aux défauts mécaniques et électriques est émis. Celle-ci (machine asynchrone hexaphasée, 24kW, 12 paires de pôles) sera l'objet de l'étude menée dans le cadre de cette thèse.

Le chapitre deux sera consacré à la modélisation du prototype basée sur la théorie des circuits internes équivalents (*CIE*), méthode développée auparavant au sein de l'équipe *EESA*. Les caractéristiques du stator avec un bobinage assez particulier à quatre couches et avec un nombre important de pôles sont développées. A l'aide de cette méthode, les paramètres du schéma équivalent monophasé de la machine seront déduits. Des résultats de simulation en mode génération sont présentés et une validation du modèle est réalisée par confrontation avec les résultats expérimentaux de la génératrice obtenus dans les mêmes conditions.

Le chapitre trois est dédié au contrôle du prototype de génératrice asynchrone à cage hexaphasée par une commande vectorielle pour une configuration d'éolienne raccordée au réseau public. L'étude comprend une modélisation de la machine sur le repère biphasé, fixe et lié au champ tournant et une commande classique par orientation indirecte du flux rotorique assurant le contrôle de courants par des régulateurs *PI*. Des résultats de simulations en mode sain sont présentés en utilisant le modèle *CIE* développé dans le chapitre précédent tandis que la plateforme expérimentale de test dédiée à ce projet sert à valider expérimentalement la stratégie proposée.

Dans le quatrième et dernier chapitre, le comportement en mode dégradé de la génératrice après ouverture d'une phase et créant un déséquilibre dans la machine est présenté. Le modèle de la génératrice intégrant le défaut est présenté et utilisé pour adapter la commande. Nous verrons que le référence de courant des phases actives peut être adaptée afin d'atténuer les ondulations de puissance électromagnétique en mode dégradé. Des simulations seront effectuées en mode dégradé

en génération et une analyse en régimes permanents et dynamiques viendra confirmer le développement théorique. L'algorithme de commande adaptée aux défauts est alors implanté sur le processeur de type *FPGA* utilisé pour la commande du convertisseur. En utilisation la commutation douce entre les algorithmes de commande en mode sain et dégradé, les résultats obtenus en simulation seront validés expérimentalement confirmant le caractère tolérant aux défauts de la solution proposée pour un système éolien connecté au réseau *Edf*.

Enfin, nous concluons ce mémoire et quelques perspectives quant à la poursuite de ces travaux sont proposées.

Chapitre I Etat de l'art sur l'énergie de type éolien

I.1. Introduction

Le développement industriel et l'augmentation de la population sur la terre entraînent principalement deux problématiques à savoir l'introduction de perturbations climatiques par émissions de gaz à effet de serre (*GES*) et une diminution des sources à énergies fossiles. Aussi, pour palier à ces difficultés, il faut rationaliser la consommation, développer de nouveaux systèmes de production d'énergie à base de ressources renouvelables, appelées sources d'énergie 'verte'. Dans ce cadre, l'Union Européen (*UE*) s'est fixée une cible de 20% à atteindre d'ici 2020 concernant la part des énergies renouvelables sur la production totale et l'énergie éolienne pourrait représenter environ 12% à 14% de cette production [WIN09].

Durant les quinze dernières années, la puissance de type éolien installée dans l'UE-28 a augmenté de façon exponentielle comme l'illustre la Figure 3 dépassant le nucléaire et rattrapant l'hydraulique.

Ramenée à l'échelle mondiale, la puissance éolienne totale installée fin 2015 [L3] a dépassé 432GW et selon le graphique(Fig.4) réalisé par le « Global Wind Energy Council (*GWEC*) » représentant l'évolution de la puissance totale installée par an sur les dix dernières années dans les régions du monde, on peut distinguer que les trois plus importantes régions dans monde sont l'Asie, l'Europe et l'Amérique du Nord et que l'augmentation est quasi constante en Europe tandis qu'elle est plus fluctuante dans les autres régions.

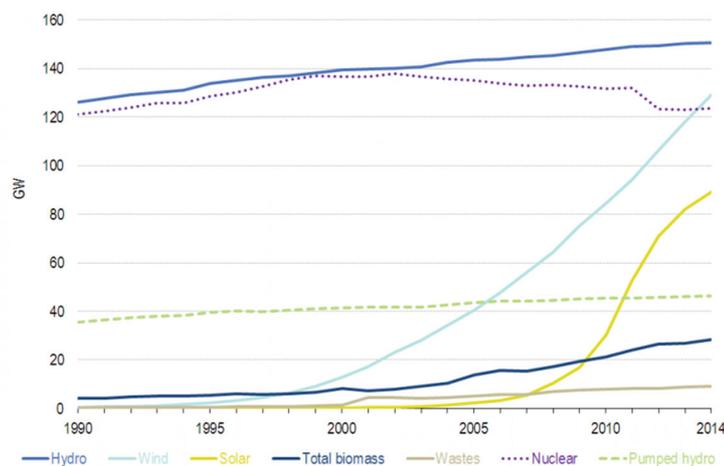


Fig. 3 Evolution des puissances installées entre 1990-2014 dans l'UE [L2]

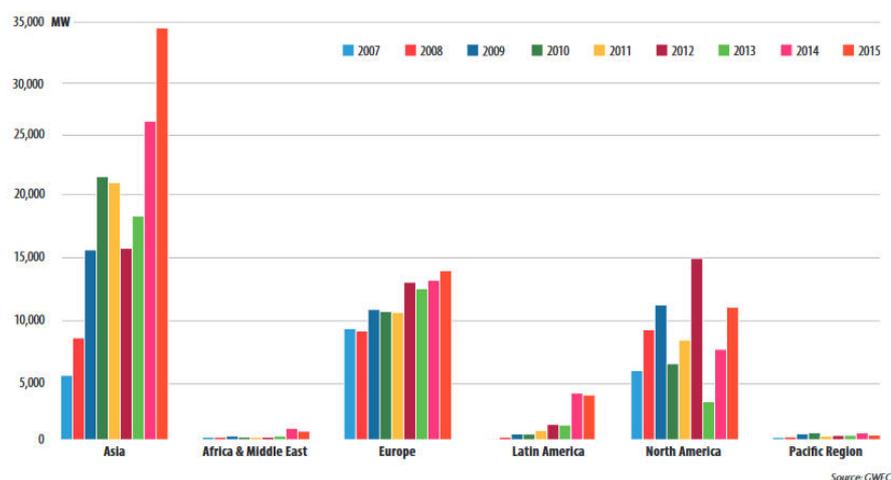


Fig. 4 Evolution de la puissance éolienne par régions 2007-2015 [L4]

Attachons nous maintenant au bilan des puissances installées cumulées en 2015 ainsi qu'à celles mise hors service de par le vieillissement et la baisse de rendement des éoliennes selon les données fournies par les principales agences de l'UE, des Etats-Unis et ainsi que par le GWEC. Ces données sont présentées dans le tableau 1. On pourra noter une augmentation de 17% de la puissance installée dans le monde, alors qu'en un an une puissance de 264MW a été mise hors service quasi exclusivement en Europe, continent où l'énergie éolienne est la plus ancienne.

A partir de ce constat, il s'avère que le nouveau défi pour l'énergie éolienne est de concevoir des génératrices plus robustes en termes d'efficacité énergétique, maîtrisant mieux les coûts de maintenance et augmentant la disponibilité des installations.

Dans ce cadre, dans la suite de ce premier chapitre, allons-nous présenter les différents types de technologies industrielles existantes jusqu'aux nouvelles technologies en cours de développement pour l'éolien en s'attachant aux avantages et inconvénients induits de chaque structure.

Tableau 1 Bilan de la puissance installée de type éolien dans le monde (en MW)[L3]

	2014	2015	Puissance installée en 2015	Mises hors service en 2015
Union européenne	129 459,6	141 718,2	12 518,3	259,8
Reste de l'Europe	5 192,4	6 193,2	1 005,0	4,2
Total Europe	134 652,0	147 911,4	13 523,3	264,0
États-Unis	65 877,0	74 472,0	8 598,0	3,0
Canada	9 694,0	11 200,0	1 506,0	0,0
Mexique	2 359,0	3 073,0	714,0	0,0
Total Amérique du Nord	77 930,0	88 745,0	10 818,0	3,0
Chine	114 604,0	145 104,0	30 500,0	0,0
Inde	22 465,0	25 088,0	2 623,0	0,0
Japon	2 794,0	3 038,0	245,0	1,0
Autres pays d'Asie	2 105,0	2 343,0	238,0	0,0
Total Asie	141 968,0	175 573,0	33 606,0	1,0
Afrique & Moyen Orient	2 536,0	3 289,0	753,0	0,0
Amérique latine	8 568,0	12 220,0	3 652,0	0,0
Région Pacifique	4 442,0	4 822,0	380,0	0,0
Total monde	370 096,0	432 560,4	62 732,3	268,0

*Estimation Sources : EurObserv'ER 2016 (European Union figures)/ AWEA 2016 for United States, GWEC 2016 (others).

I.2. Différents types d'éoliennes

L'énergie éolienne est le résultat d'un processus électromécanique où la source d'entraînement mécanique à savoir la force du vent est transformée d'énergie cinétique (vent) en couple mécanique (rotation des pâles) puis en énergie électrique. Il existe différents types de technologies et les structures peuvent être classifiées selon la figure 5.

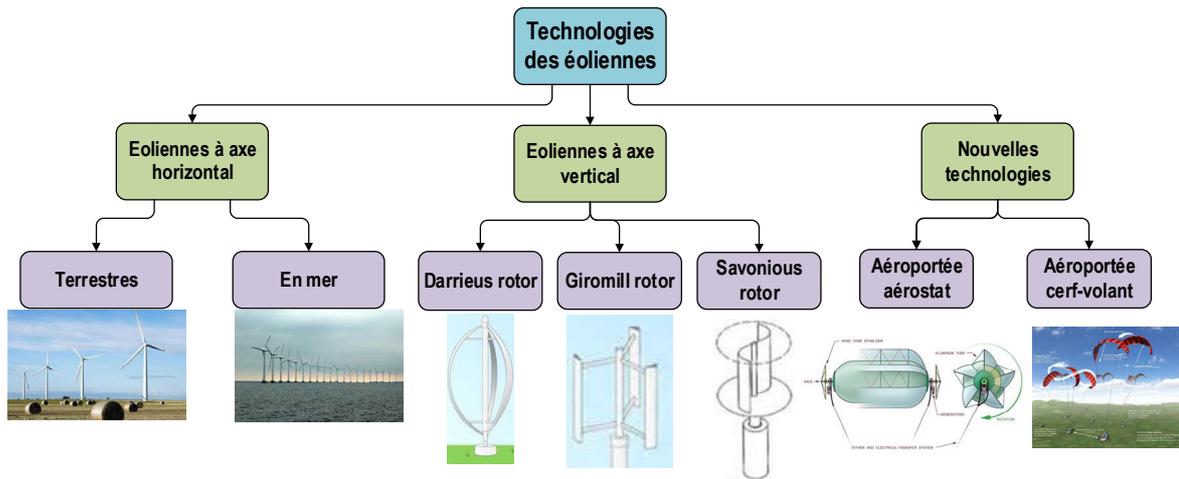


Fig. 5 Classification des technologies éoliennes

I.2.1. Eoliennes à l'axe horizontal ou vertical

La Figure 6 représente les schémas conceptuels d'éoliennes à axes horizontal et vertical. On pourra noter que quelle que soit la technologie employée la présence de rotors, de multiplicateurs et de génératrices.

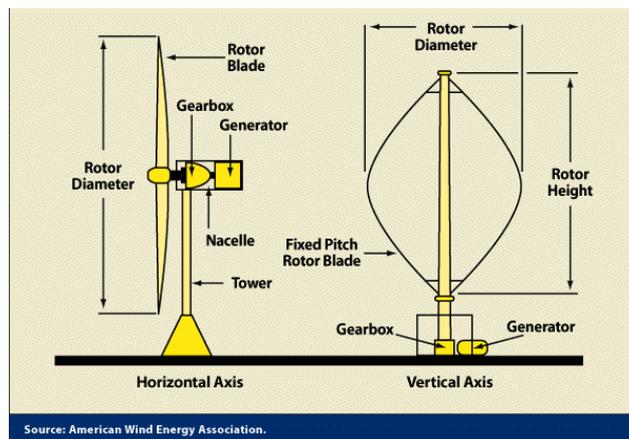


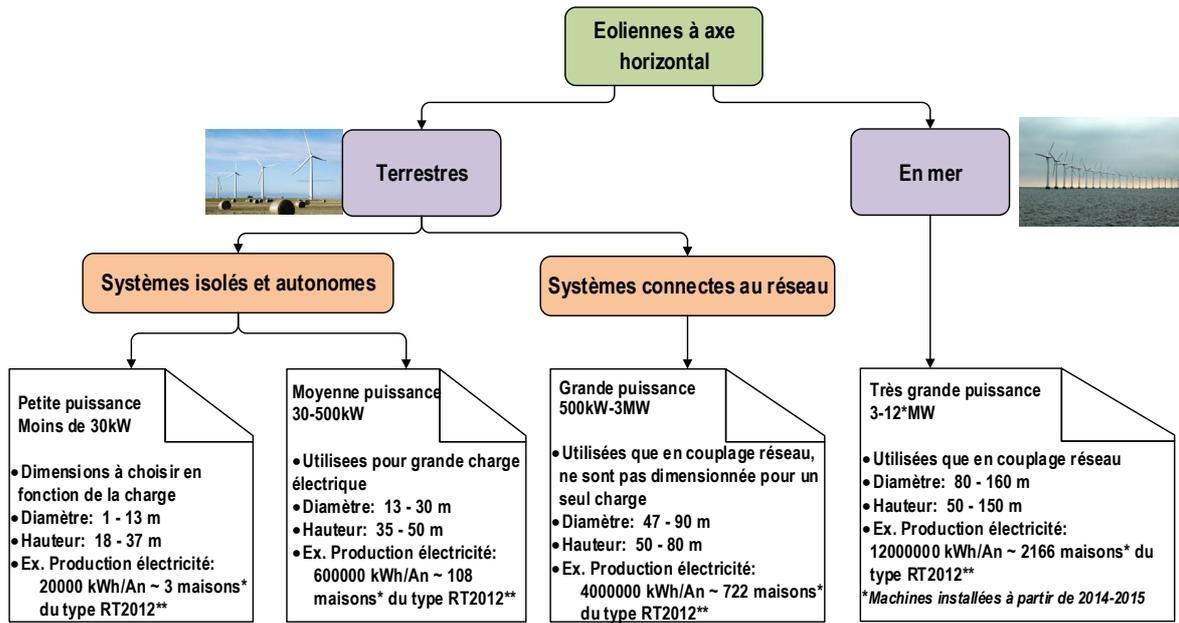
Fig. 6 Eolienne à axes horizontal et vertical

Les avantages et les inconvénients des 2 structures sont résumés dans le tableau 2 [CET09]. Ils permettent de déterminer la structure la mieux adaptée selon l'application désirée. Il en résulte que la structure à axe horizontal est mieux adaptée pour la production à grande échelle et nous focaliserons la suite de notre étude sur cette structure.

En fonction de leur implantation, les éoliennes à axe horizontal sont classifiées en deux grandes catégories à savoir terrestres ou en mer. Les dimensions physiques varient bien évidemment en fonction de la puissance délivrée. Des éoliennes de petite et moyenne puissance peuvent être utilisées pour alimenter des sites isolés ou des systèmes autonomes, comme des villages isolés, des îles ou encore des endroits dont l'implantation d'un réseau public serait coûteuse ou impossible. Egalement, elles peuvent alimenter des charges fixes résidentielles ou bien industrielles. Les dimensions physiques pour plusieurs types d'installation ainsi que la capacité de production d'électricité par an pour répondre aux exigences d'alimentation des maisons construites sous la norme française *RT2012* [L5] sont données en Figure 7.

Tableau 2 Comparaisons des structures éoliennes à axe horizontal et vertical

	Avantages	Inconvénients
Axe horizontale	<ul style="list-style-type: none"> • Rendement élevé de la conversion d'énergie • Accès à des vents plus puissants de par la structure qui place le rotor à une hauteur importante • Régulation de la puissance par l'orientation des pales et de la nacelle en fonction de la direction du vent 	<ul style="list-style-type: none"> • Coût important d'installation, mât solide pour supporter le poids de la nacelle • Câbles électriques longs du sommet de l'éolienne à la base • Installation supplémentaire pour l'orientation du rotor
Axe verticale	<ul style="list-style-type: none"> • Coûts raisonnables de l'installation • Maintenance facile du fait que le multiplicateur et la génératrice se situent en bas de la structure. • Fonctionnement indépendant de l'orientation du vent • Mieux adaptés pour l'installation sur le toit de bâtiments, sans avoir besoin d'un mât 	<ul style="list-style-type: none"> • Faible rendement de conversion • Fluctuations de couple importantes, qui se traduisent en vibration mécanique • Difficile à contrôler hors des plages de fonctionnement



*Mesures Edf pour une maison RT2012 A+ de 142m², chauffage et d'eau chaude sanitaire, consommation 5538kW/h

**Réglementation thermique 2012 : 50kWh_{ep}/m²/an=19 kWh/m²/an (kWh_{ep}=kW/h d'énergie primaire) [23]

Fig. 7 Classification des éoliennes à axe horizontal

I.2.2. Normes industrielles

Dans le monde, les normes pour les éoliennes sont définies par l'IEC (International Electrotechnical Commission) et regroupées dans l'IEC61400 publié en 2005 [IEC05], sachant que les normes dans ce domaine ne sont pas encore appliquées dans tous les pays.

A ce propos, la classe du vent est l'un des principaux facteurs à prendre en compte lors de la planification d'un projet éolien.

I.2.3. Chaîne de transmission de l'énergie

Pour les éoliennes à axe horizontal classique, la chaîne de transmission est composée du rotor principal de l'éolienne, du roulement principal, de l'arbre, du multiplicateur, des éléments de couplage et de la génératrice (Fig.8). On distingue trois types de chaîne de transmission, à savoir avec multiplicateur, hybride et à entraînement direct

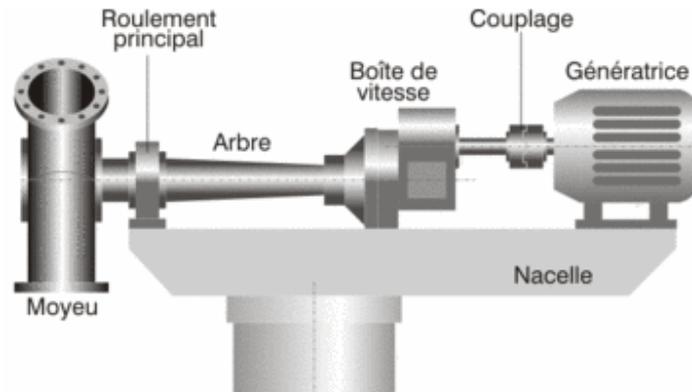


Fig. 8 Structure de la chaîne de transmission d'une éolienne classique [L6]

La solution commerciale la plus répandue actuellement est celle qui utilise un multiplicateur de vitesse, généralement à trois étages (Fig.9), disposé entre le rotor de l'éolienne et la génératrice (Fig.10.a). Les avantages de la structure avec transmission par multiplicateur sont :

- ✓ Un coût d'investissement moins élevé puisque la génératrice est classique
- ✓ Une installation plus aisée
- ✓ Une meilleure efficacité lorsque les vents sont forts [CET09]

Néanmoins, la présence du multiplicateur fragilise grandement l'éolienne et augmente les coûts de maintenance.

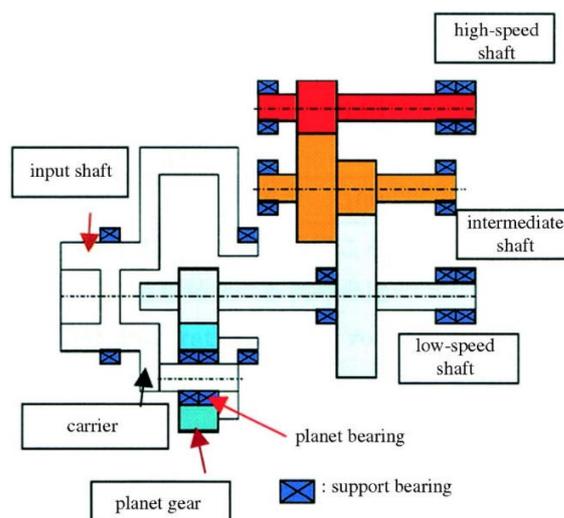


Fig. 9 Multiplicateur à trois étages pour éolienne [WOO10]

Pour éviter tous les problèmes inhérents aux engrenages mécaniques, le système à attaque directe (*direct drive* en anglais) a été mis au point pour lequel la génératrice à basse vitesse est accouplée directement sur le rotor de l'éolienne (Fig.10.c). Les avantages des transmissions directes sont :

- ✓ La diminution du coût de maintenance du système (pas de multiplicateur)
- ✓ Le faible bruit dû aux simplifications du système mécanique
- ✓ Une meilleure efficacité lorsque les vents sont faibles [CET09].

Compromis entre les 2 technologies précédentes, le système appelé « hybride » dans la littérature (Fig.10.b) emploie un multiplicateur à un seul étage (moins d'engrenages mécaniques) et une génératrice qui fonctionne à moyenne vitesse (taille réduite par rapport à celle à basse vitesse). Les avantages des transmissions hybrides sont :

- ✓ Le coût de maintenance du système réduit (structure simplifiée du multiplicateur à un seul étage)
- ✓ Le faible bruit dû aux simplifications du système mécanique
- ✓ Une meilleure efficacité lorsque le vent est faible [CET09].

L'inconvénient principal pour les structures à entraînement direct et hybride tient de l'augmentation du diamètre de la génératrice. En effet, pour fonctionner à basse vitesse, le nombre de pôles statoriques (p) de la génératrice augmente de manière inverse avec la vitesse rotorique (Ω), pour une fréquence statorique (f) fixe: Entraînement

$$\Omega = \frac{120f}{p} \quad (1.1)$$

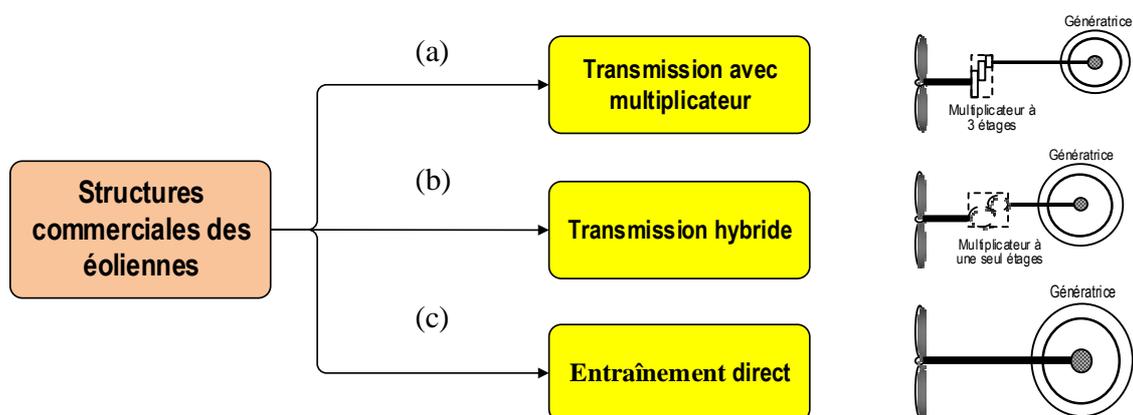


Fig. 10 Classification des éoliennes selon la chaîne de transmission

Pour placer tous ces pôles, il faut bien évidemment augmenter le diamètre de la génératrice, une forme aérodynamique de la nacelle doit alors être employée. Néanmoins, cette technologie est nettement avantageuse par rapport à une structure avec multiplicateur quant à la robustesse et aux coûts de maintenance.

Enfin, dans l'optique d'augmentation de la puissance installée par unité, sont préférables les structures hybrides et à entraînement direct car elles sont plus légères, plus robustes et ont une maintenance plus facile à réaliser. D'ailleurs, à ce jour, la majorité [L7] des projets industriels sur les éoliennes de puissance élevée (5-8MW) utilise ces structures.

I.3. Mode de fonctionnement et types de génératrice

Pour la plupart des sites isolés et ventés, l'énergie éolienne constitue la principale source potentielle d'énergie électrique. La baisse continue des prix des générateurs ainsi que les développements technologiques de l'électronique de puissance, conjugués aux aides gouvernementales, conduisent à une utilisation de plus en plus courante d'éoliennes autonomes dans ces régions. La variabilité et les fluctuations des ressources (vent) et de la charge selon les périodes annuelles ou journalières, qui ne sont pas forcément corrélées, constituent encore des limitations à une exploitation plus large de l'éolien. Une solution peut consister à les intégrer au sein de systèmes multisources (photovoltaïques, piles à combustible etc).

Selon le type de charge, la génératrice éolienne peut alimenter une charge de courant alternatif (CA) ou une charge de courant continu (CC). La Figure 11 représente un schéma général simplifié de fonctionnement autonome d'une éolienne. Les principaux composants de la chaîne de conversion sont le rotor muni de pales, le multiplicateur de vitesse (si besoin), la génératrice, le convertisseur de puissance doté d'un système de contrôle et enfin la charge.

Actuellement, soutenue par des mesures gouvernementales visant à réduire la production de gaz à effet de serre et à réduire la production d'origine nucléaire, l'électricité provenant des sources renouvelables peut-être commercialisée via le réseau public.

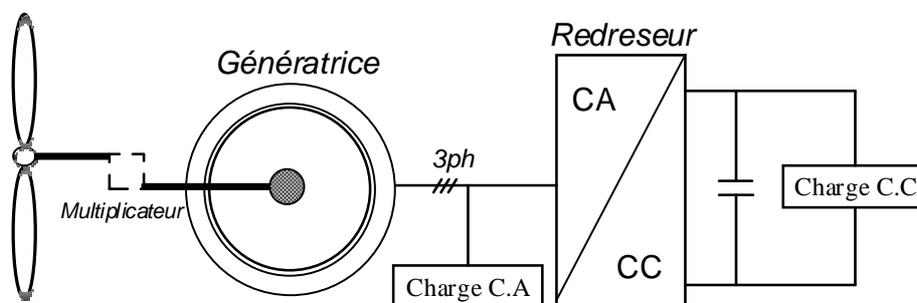


Fig. 11 Schéma général du fonctionnement autonome d'une éolienne

Dans la littérature, les génératrices connectées au réseau sont classées en deux grands groupes (synchrones ou asynchrones). On peut aussi noter la présence de structures spéciales non encore utilisées d'une manière industrielle. Ainsi, on distingue :

- a) Les génératrices synchrones :
 - à rotor bobinée
 - à aimants permanents
- b) Les génératrices asynchrones :
 - à rotor bobinée ou à double alimentation
 - à rotor a cage d'écureuil
- c) Les structures spéciales :
 - à reluctance variable
 - supraconductrices

I.3.1. Génératrices synchrones

Les machines synchrones sont reconnues pour leur ratio couple/volume très intéressant pour toutes les applications industrielles et on peut les classifier [CHE04],[DAG13] en fonction de leur excitation (bobinage, aimants permanents) et de leur rapport de saillance ($\xi=L_q/L_d$). Dans cette partie, nous allons détailler ces différentes structures (Fig.12).

I.3.1.1. Génératrices synchrones à rotor bobiné

Les génératrices synchrones à rotor bobiné équipent actuellement la plupart des centrales de production d'électricité en France. En fonction du type de pôles du rotor (Fig.13), on peut distinguer deux catégories : les génératrices à rotor à pôles saillants et les génératrices à rotor à pôles lisses. Un rotor à pôles saillants présente un entrefer variable alors qu'un rotor à pôles lisses présente un entrefer supposé constant. Ces derniers sont mieux adaptés aux grandes vitesses (turboalternateurs des centrales nucléaires), alors que les rotors à pôles saillants sont prévus pour de faibles vitesses linéiques (alternateurs des centrales hydroélectriques, éoliennes). Il n'existe pas d'indicateur précis dans la littérature permettant le choix du type de rotor. Ce choix repose essentiellement sur le type d'application et le savoir-faire de l'entreprise qui conçoit la machine.

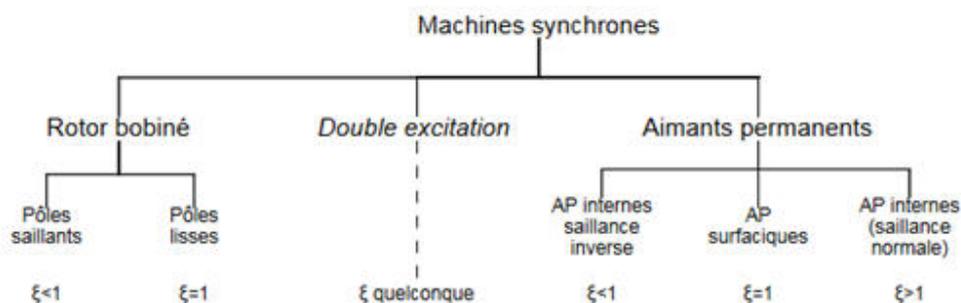


Fig. 12 Classement des machines synchrones [CHE04]

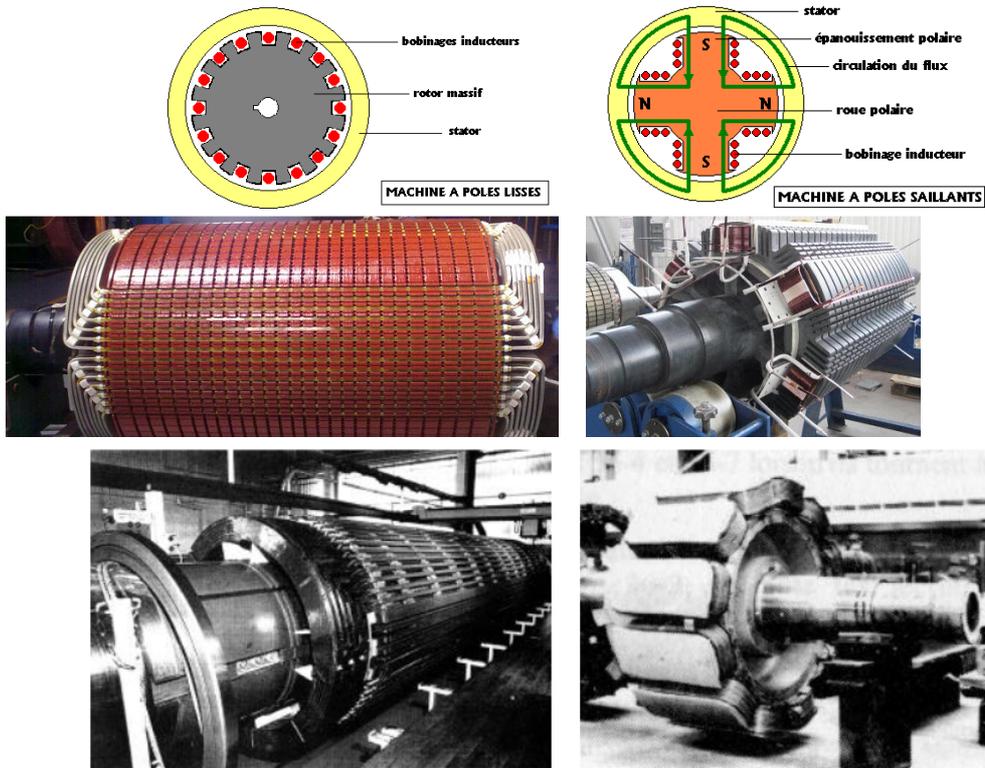
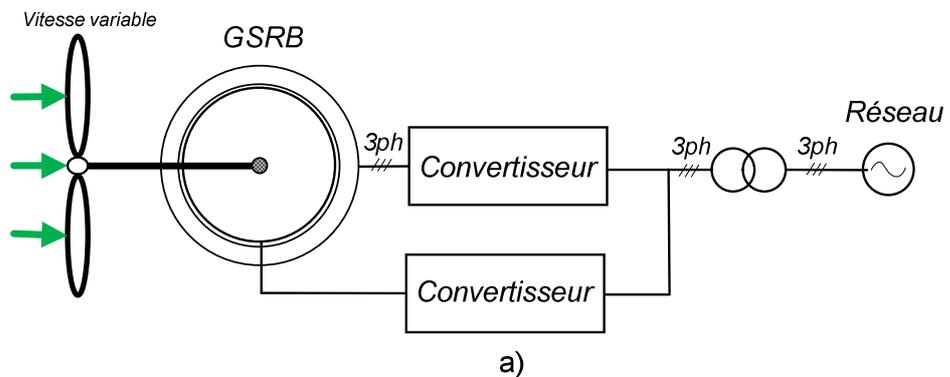


Fig. 13 Machines synchrones à rotor à pôles lisses et à rotor à pôles saillants [L8],[L9],[L10]

Pour délivrer l'énergie produite, il faut intégrer dans la structure de conversion de l'énergie un circuit d'excitation et un convertisseur statique plein puissance. De manière générale, pour une éolienne de grande puissance qui utilise une génératrice synchrone à rotor bobiné, les structures de conversion peuvent fonctionner en « attaque directe » (Fig. 14.a) ou avec un multiplicateur de vitesses (Fig. 14.b).



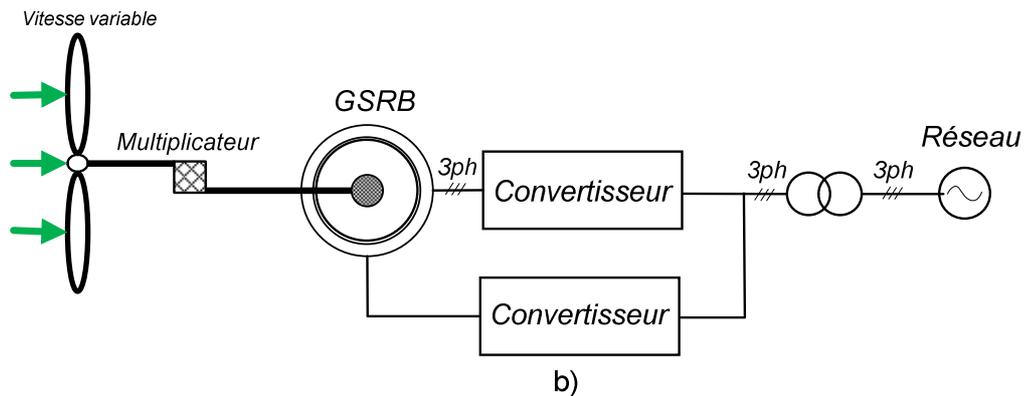


Fig. 14 Structure d'une éolienne basée sur un générateur synchrone à rotor bobiné (GSRB) :
a) attaque directe et b) avec multiplicateur

I.3.1.2. Génératrices synchrones à aimants permanent

La présence d'un circuit d'excitation pour les machines synchrones à rotor bobiné entraîne l'utilisation de contacts glissants au rotor. Pour cela, on préfère souvent remplacer ce bobinage par des aimants permanents. La plupart des aimants permanents sont fabriqués à partir de terres rares et sont par conséquent très coûteux. Leur utilisation soit de plus en plus fréquente, la limitation des ressources localisées plutôt en Chine et les problèmes environnementaux liés à l'exploitation et le traitement des terres rares font augmenter sur le long terme le prix de ces aimants permanents. De plus, les fortes variations de couple électromagnétique de par les fluctuations et des à-coups du vent, peuvent engendrer une démagnétisation des aimants lorsqu'ils sont constitués de matériaux classiques. Ceci contribue par ailleurs largement à la diminution de leur durée de vie [WEI97].

Différentes structures sont présentées dans la littérature [GAZ13] et, selon l'orientation du flux, elles peuvent être classées en deux grandes catégories : les machines à flux radial et les machines à flux axial (Fig. 15). Quelques travaux traitent de la comparaison entre les deux structures [CAV02],[PAR05] et montrent que, pour des configurations multipôles, les machines à flux axial ont un rendement plus élevé que les machines à flux radial.

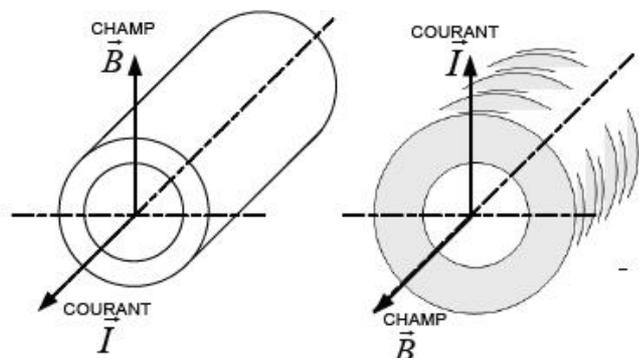


Fig. 15 Comparaisons entre la machine synchrone à flux radial et à flux axial

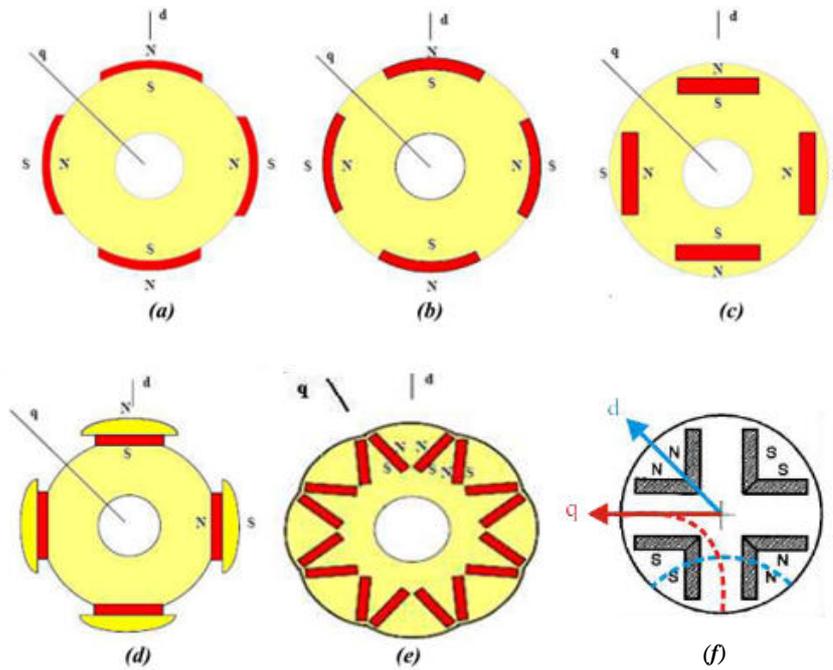
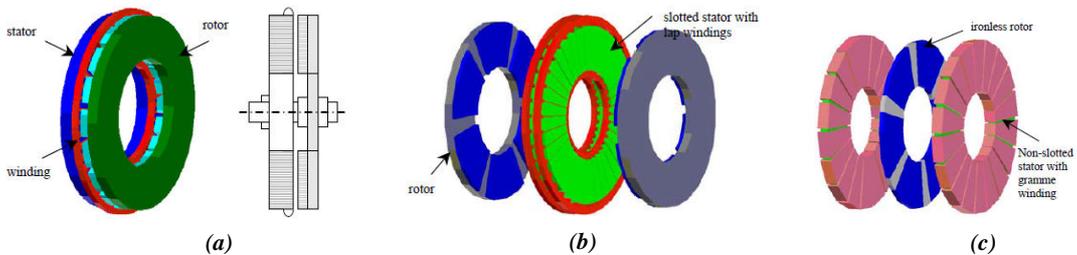


Fig. 16 Topologies des rotors synchrones à aimants permanents : a) surfaciques b) intérieurs c) enterrés d) montés avec développement polaire e) à concentration de flux [GAZ13] f) à saillance inverse [CAR94]

Pour les topologies à flux radial, les aimants peuvent être disposés différemment pour répondre à différents cahiers des charges (Fig.16).

D'autre part, les machines à flux axial sont employées pour des applications des très petites puissances (montres), de puissances moyennes (moteurs pour véhicules électriques) jusqu'à des puissances élevées (propulsion navale [CAR94] ou génération d'énergie éolienne par attaque directe [CHI04],[SVE06]. Plusieurs topologies existent (Fig.17) avec un rotor et un stator ou avec un rotor et deux stators ou avec deux rotors et un stator [DON12],[LOC06] ou encore des topologies plus particulières multiniveaux ou à rotor bobiné (excitation hybride) [CAP14]. Une analyse complète sur les structures de cette machine et sur les différents types de bobinage a été menée [LOC06],[AYD10],[BOM09]. En France, Jeumont Industrie a eu pour projet à une certaine époque de concevoir des génératrices de grandes puissances pour l'éolien à partir de cette technologie.



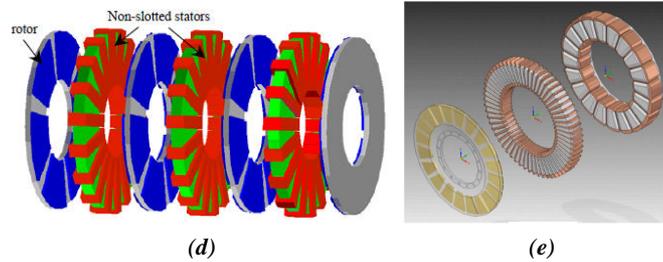


Fig. 17 Topologies des machines à flux axial : a) un rotor et un stator, b) deux rotors et un stator, c) un rotor et deux stators, d) topologie multiniveau, e) topologie excitation hybride (AP et électroaimant) [DON12],[CAP14],[AYD10],[BOM09]

D'après des études comparatives entre les machines synchrones à flux radial et à flux axial [CAV02],[PAR05], quelques recommandations peuvent être soulignées pour les structures éoliennes. En termes d'efficacité, volume et coût, les machines à flux radial sont recommandées pour les structures avec multiplicateur de vitesse (Fig.18.a), car l'augmentation du nombre de pôles réduit leur efficacité. Les machines synchrones à flux axial sont recommandées plutôt pour les structures à « attaque directe » car, pour ce type de structure, l'augmentation de nombres de pôles est nécessaire et la structure est mieux adaptée. De plus le rapport efficacité/volume présente un coût réduit et il fait de la machine synchrone à flux axial le meilleur candidat pour les structures d'éolienne à « attaque directe » (Fig.18.b). Dans ces deux configurations un convertisseur statique à pleine puissance est nécessaire.

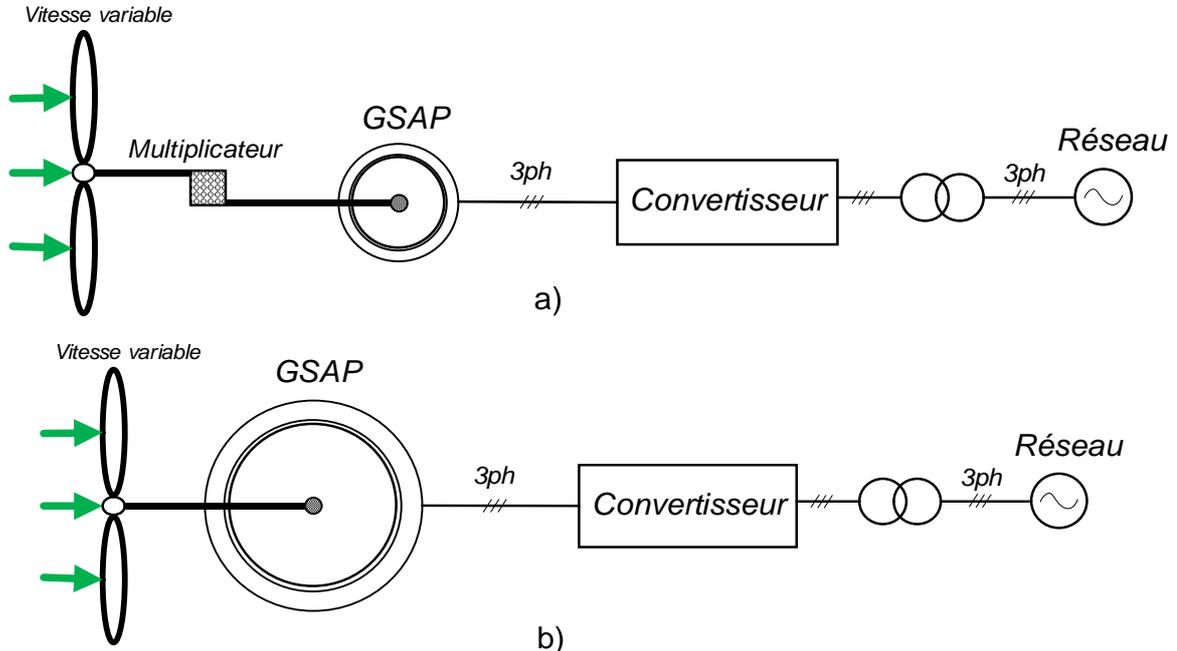


Fig. 18 Structures d'éoliennes avec machines synchrones à aimants permanents (MSAP) : a) avec multiplicateur (flux radial) et b) attaque directe (flux axial)

I.3.2. Génératrices asynchrones

En concurrence à la technologie synchrone que nous avons abordée dans la partie précédente, la technologie asynchrone a su aussi s'imposer dans le domaine de la production d'énergie électrique à base d'éolienne. Deux topologies peuvent être utilisées à savoir celle reposant sur un rotor bobiné et celle basée sur un rotor à cage, avec bien entendu pour chacune d'entre elles des avantages et inconvénients. Dans la suite de ce chapitre, nous allons présenter ces deux approches.

I.3.2.1. Génératrices asynchrones à double alimentation (GADA)

L'avantage de la machine à double alimentation (MADA) tient du fait que le stator est connecté directement au réseau. Le contrôle de la génératrice est réalisé via le rotor connecté à un redresseur et à un hacheur (Fig. 19). La charge résistive connectée au redresseur par l'intermédiaire du hacheur commandable permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et par conséquent de stabiliser la caractéristique couple/vitesse de la machine. Le glissement est ainsi modifié en fonction de la vitesse de rotation de la machine [POI03].

Pour un glissement important, la puissance extraite au rotor est élevée et bien évidemment considérée comme perdue car elle est dissipée dans la résistance R entraînant un rendement de conversion (Fig.20). Le fabricant "VESTAS" dans son dispositif "OPTI-SLIP" [POI03] a mis en œuvre ce procédé en utilisant des composants qui tournent avec le rotor et une transmission optique des signaux de commande évitant ainsi les contacts glissants. La variation maximale du glissement obtenue par ce procédé est de 10%.

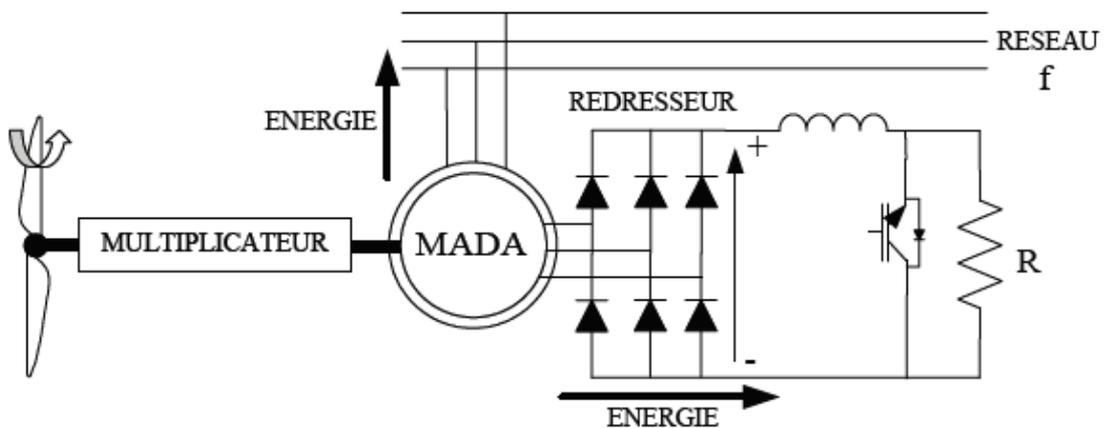


Fig. 19 Structure d'éolienne avec GADA, contrôle du glissement via une résistance rotorique [POI03]

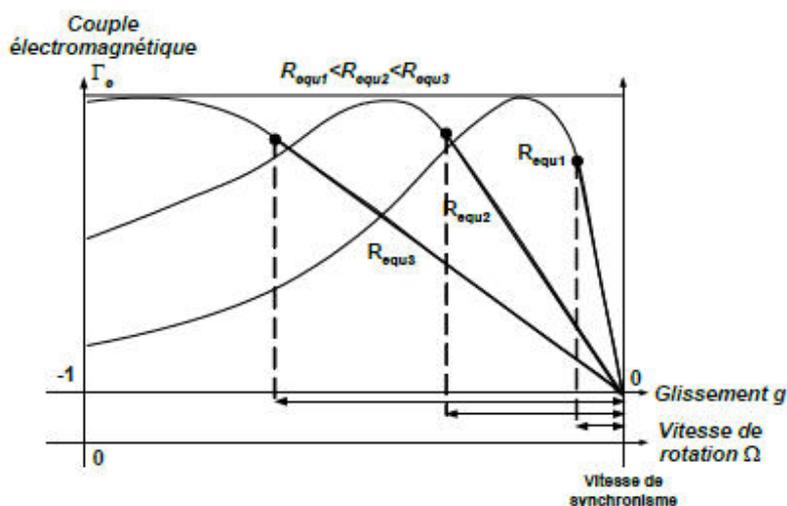


Fig. 20 Variation de la résistance rotorique par rapport au couple électromagnétique [POI03]

Dans les éoliennes de dernière génération, la *GADA* est devenue le principal concurrent des machines synchrones de par l'introduction au niveau du rotor d'un convertisseur statique de type redresseur-onduleur réversible lié directement au réseau. Cela permet le fonctionnement en mode hyper et en hypo-synchrone et ainsi de contrôler le facteur de puissance côté réseau. Cette structure comprend un multiplicateur de vitesse, en général à trois étages, qui permet de réduire le glissement au maximum 33% [MUL02] autour de la vitesse de synchronisme. Cela permet un dimensionnement du convertisseur côté rotor (Fig 21) de l'ordre de 25 % de la puissance nominale de la machine [MUL02].

L'avantage principal de cette configuration consiste en la possibilité de produire de l'énergie électrique en hyper-synchronisme et également en hypo-synchronisme grâce à la bidirectionnalité du convertisseur. Auparavant, d'autres structures de convertisseurs ont été employées telles que les structures unidirectionnelles (à base de thyristors) ou bidirectionnelles (cyclo-convertisseurs) très polluantes en harmoniques qui affectent le facteur de puissance.

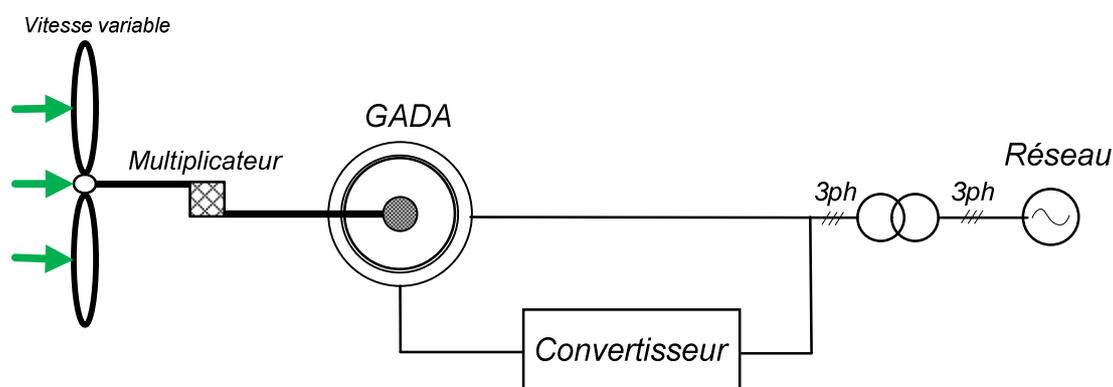


Fig. 21 Structure éolienne avec *GADA*

I.3.2.2. Génératrices asynchrones à cage

La machine asynchrone à cage (*MAS*) est largement utilisée en industrie en mode moteur de par sa légendaire robustesse, sa simplicité due à la structure du rotor à cage d'écurueil et à l'absence de structure balais-collecteurs ou de contacts glissants sur bagues. Les coûts d'entretien et de construction sont ainsi contenus et les matériaux utilisés pour la fabrication sont réutilisables et respectueux de l'environnement.

Les avantages de cette machine restent valables en génération notamment pour des éoliennes soumises à des conditions d'exploitation extrêmes telles qu'en mer où la simplicité d'entretien et la robustesse sont des qualités indéniables. Aussi, la suite de cette partie sera dédiée à la génération éolienne à base de machines asynchrones à cage d'écurueil.

Une caractéristique importante quant au fonctionnement de la *MAS* est celle dédiée à l'évolution couple/vitesse. La figure 22 représente cette caractéristique pour les deux modes de fonctionnement à savoir en moteur et en générateur. En mode générateur ainsi qu'en mode moteur, la région de stabilité de fonctionnement est donnée pour un glissement compris entre 3% et 5% de la vitesse de synchronisme. Dans cette partie, le couple est proportionnel au glissement.

A partir de cette constatation, on peut distinguer deux types de génératrices asynchrones à cage pour l'éolien, celles à vitesse fixe et celles à vitesse variable.

Pour celle à vitesse fixe, le stator peut être relié directement au réseau (Fig.23). Aussi, pour améliorer le facteur de puissance, détérioré par la consommation d'énergie réactive nécessaire à la magnétisation de la machine, un banc de condensateurs est nécessaire.

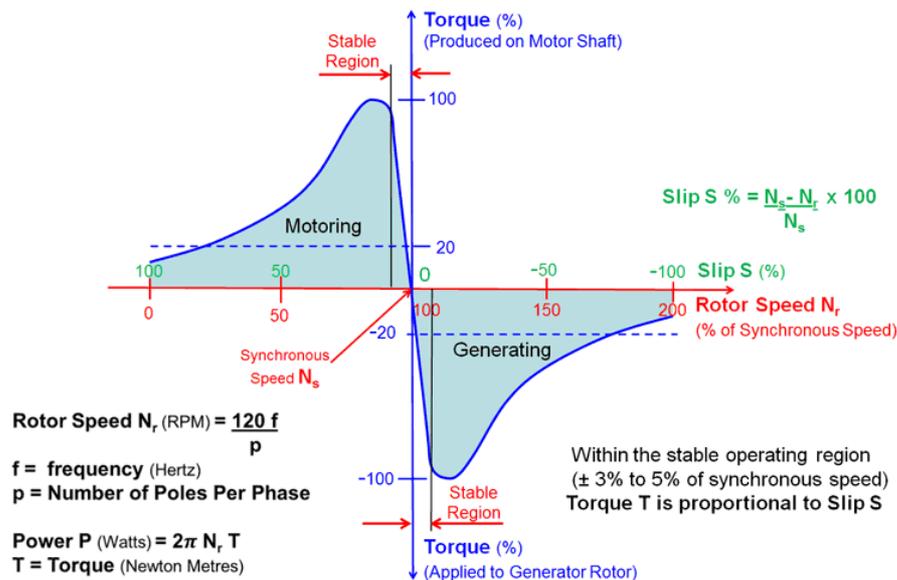


Fig. 22 Caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone à cage [L11]

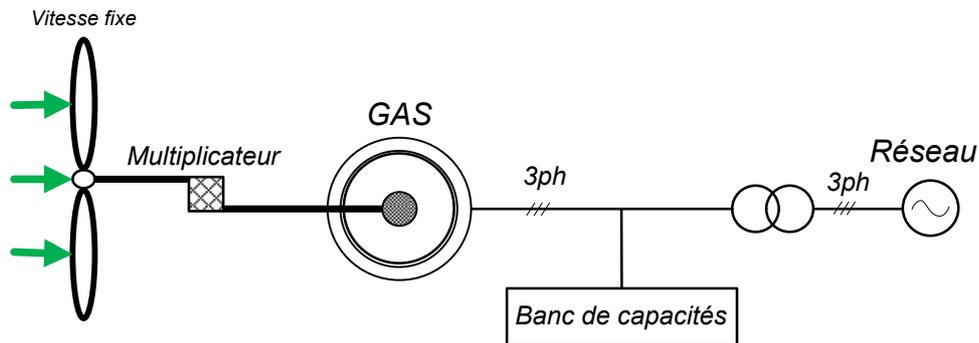


Fig. 23 Structure d'éolienne avec une GAS à vitesse fixe

La plage de fonctionnement de la génératrice asynchrone à cage (GAS) étant très limitée, un système de régulation de la vitesse de l'arbre à partir d'orientation des pâles et de la nacelle est indispensable pour se positionner dans la bonne zone de vitesse.

A l'encontre de sa simplicité, cette structure présente des inconvénients majeurs. En effet, le système d'orientation des pales ayant pour but de compenser la variation de la vitesse du vent engendre des variations de couple qui produisent des fortes intensités de courant dans le réseau. Pour éviter ce phénomène, délivrer une énergie propre au réseau et exploiter au maximum l'énergie produite par le vent, la structure à vitesse variable a été envisagée (Fig. 24) par association avec un convertisseur statique de type redresseur-onduleur. Pour cela, les tensions statoriques sont redressées en une tension continue et les tensions côté réseau sont contrôlées via l'onduleur quelle que soit la vitesse rotorique. Pour injecter la puissance de la génératrice vers le réseau, le convertisseur doit être dimensionné à la puissance nominale de la machine. La machine peut être magnétisée de deux manières différentes à savoir via un banc de condensateurs (convertisseur avec redresseur non-réversible) ou via le bus DC (convertisseur redresseur-onduleur réversible).

Les inconvénients de cette structure sont liés principalement à l'utilisation d'un convertisseur pleine puissance et à son contrôle, entraînant des pertes plus importantes (environ 3% de la puissance nominale) et à un coût d'installation plus élevé.

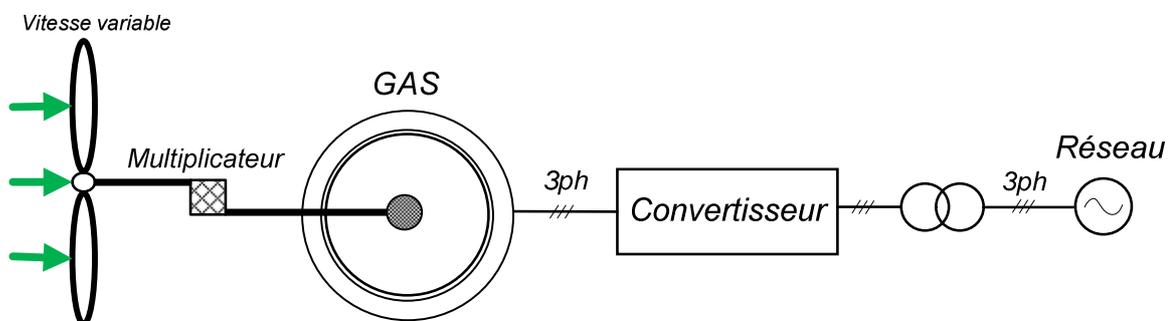


Fig. 24 Structure d'éolienne avec la GAS à vitesse variable

I.3.3. Génératrices à structure spéciale

I.3.3.1. Génératrices à reluctance variable (*GRV*)

Les machines à réluctance variable (*MRV*) sont les premières machines électriques conçues et utilisées en mode moteur pour l'horlogerie puis pour la génération électrique sur les navires militaires. Avec le développement de l'électronique de puissance, cette structure devient très intéressante de par sa simplicité de construction, sa robustesse, son couple massique élevé et son faible coût de réalisation [MOU05].

Cette technologie est utilisée en général pour ses vitesses élevées dans l'industrie aéronautique, nombreuses études ont été également menées pour l'éolien consacrées à l'optimisation de la structure à partir d'algorithmes génétiques ou multi-objectifs ou encore au développement de la commande [MOU05],[ILE11],[FLE07],[VIA15]. De par la complexité de la commande, très peu de travaux ont été publiés sur les *GRV* connectées au réseau [FLE07],[VIA15]. La Fig.25 représente les deux topologies les plus employées de *MRV*, à savoir le type 6/4 à haute vitesse [ILE11] et le type 64/48 à basse vitesse [MOU05].

Les *GRV* utilisées dans les systèmes éoliens sont plutôt rares, cependant on peut les trouver pour de moyennes puissances avec une structure réluctante à denture répartie pour laquelle l'excitation est souvent réalisée à partir d'aimants permanents. On parle alors de machines hybrides [MON12]. Génératrices supraconductrices

Un nouveau défi dans le domaine des éoliennes consiste en la montée en puissance des installations éoliennes. En effet, augmenter la puissance est un gage de rentabilité financière pour l'investisseur. Pour cela, avec la technologie actuelle, l'augmentation en masse et en volume est nécessaire. Au-delà de 10MW, les éoliennes du futur peuvent être beaucoup plus rentables notamment grâce à l'emploi de composants électriques supraconducteurs.

L'idée consiste à remplacer les composants de la génératrice, du convertisseur statique et des câbles par des matériaux supraconducteurs. Des études préliminaires ont été réalisées.

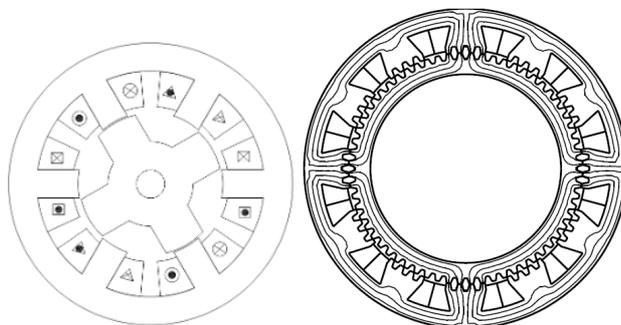


Fig. 25 Topologies de la machine à reluctance variable : a) 6/4 et b) 64/48 avec les lignes de flux [MOU05],[ILE11]

Il a été montré que la technologie supraconductrice à haute température divise par deux les pertes dans les machines tout en réduisant leur taille et leur poids [ABR14], [RAB14], [P1], [P2], [P3], [WAN13].

I.4. Contrôle-commande de l'éolienne

Les conditions d'exploitation d'une éolienne sont très sévères puisque le vent, qui est la source d'énergie, est très fluctuant en intensité et en direction. Ces fluctuations induisent des perturbations importantes de la chaîne mécanique de l'éolienne. Un système contrôle-commande devient alors indispensable pour délivrer une énergie électrique propre au réseau en termes de fréquences, d'amplitudes et d'harmoniques.

En pratique, chaque éolienne présente une plage de vitesse de fonctionnement avec une vitesse minimale pour démarrer, une vitesse nominale et enfin une vitesse maximale au-delà de laquelle l'éolienne est arrêtée. La Figure 26 illustre la courbe idéale de puissance en fonction de la vitesse où la plage de production est située dans les zones II et III. Pour des raisons d'optimisation technico-économique, la puissance est limitée dans la zone III au-delà d'une certaine vitesse du vent (vitesse nominale).

Pour arriver à limiter la puissance au-delà de la vitesse nominale de fonctionnement, le rendement aérodynamique est réduit volontairement de façon à ce que la puissance mécanique récupérée sur l'arbre de la turbine soit sensiblement constante. Pour cela, la turbine dispose d'un système de régulation aérodynamique assuré soit de façon passive par le profil des pâles dont l'angle d'attaque est fixe (système « *stall* ») soit par des pâles dont l'angle d'attaque est variable (système « *pitch control* ») [BOY06].

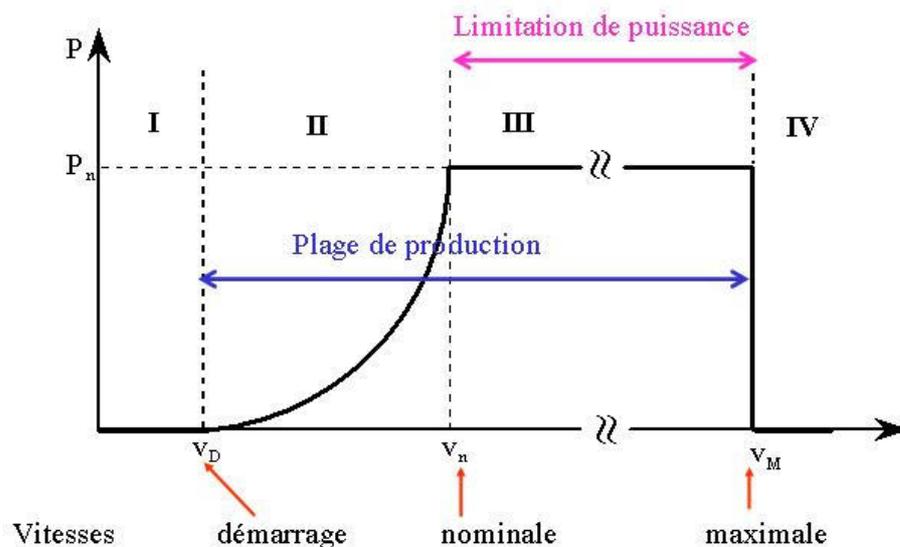


Fig. 26 Courbe de puissance idéale pour une éolienne sur une plage de vitesse [POI03]

En fonction de la vitesse de fonctionnement, en prenant en compte le type de contrôle-commande utilisé, les éoliennes peuvent être réparties dans quatre catégories :

- i. Vitesse de génératrice fixe, angle d'attaque fixe (VGF – AAF)
- ii. Vitesse de génératrice fixe, angle d'attaque variable (VGF-AAV)
- iii. Vitesse de génératrice variable, angle d'attaque fixe (VGV-AAF)
- iv. Vitesse de génératrice variable, angle d'attaque variable (VGV – AAV)

Les performances pour chaque configuration en fonction de la vitesse du vent sont présentées en figure 27. Du point de vue performances, la configuration VGV – AAV est la plus pertinente, mais les exploitants font leur choix d'après les indicateurs technico-économiques ou d'autres contraintes.

Pour résumer, le système de contrôle-commande dans une éolienne est assez complexe car il réagit sur deux parties indépendantes qui sont connectées sur le même arbre à savoir le contrôle sur la partie mécanique du rotor (angle d'attaque) et le contrôle coté électrique sur la génératrice et connexion au réseau. De plus, une couche supplémentaire de contrôle est introduite pour protéger et sécuriser l'installation. La gestion du contrôle-commande d'une ferme éolienne ne fait pas l'objet de nos études.

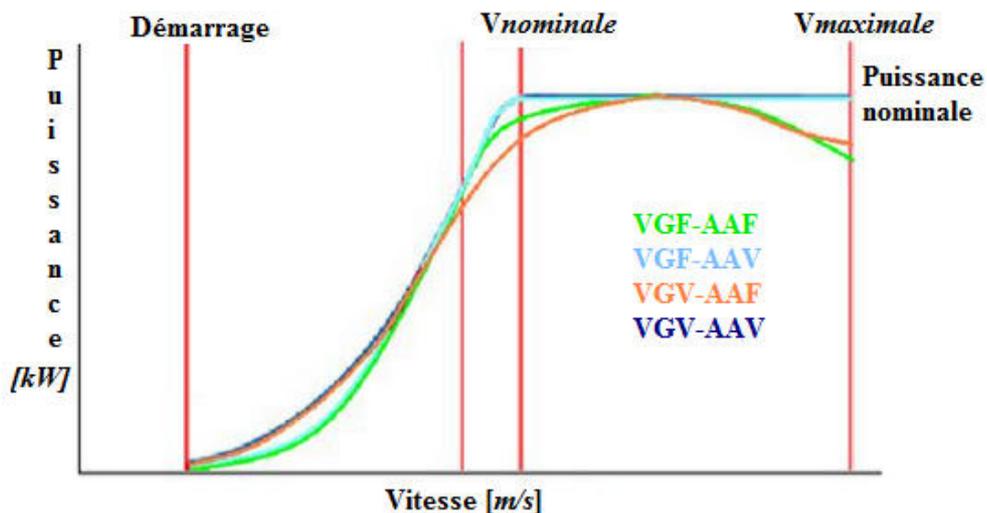


Fig. 27 Courbes idéales de puissance en fonction de la vitesse pour différents types de contrôle-commande

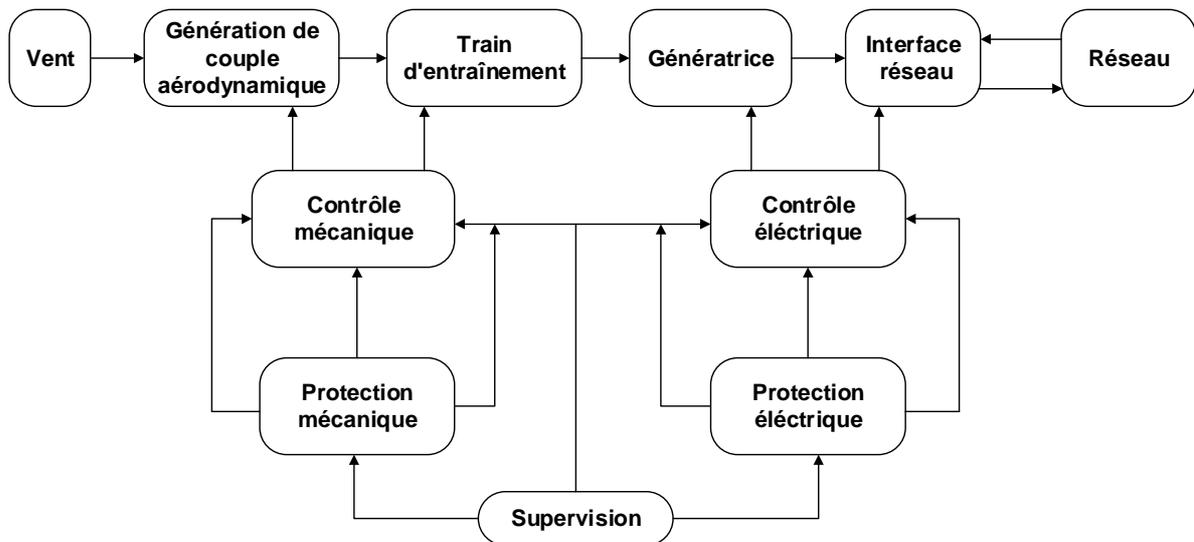


Fig. 28 Diagramme de contrôle dans la chaîne de conversion de type éolien

I.5. Choix d'une structure pour l'étude

Actuellement les grands enjeux dans le domaine d'exploitation des génératrices embarquées, utilisées pour la production d'énergie électrique que ça soit éolien ou hydraulique, se traduisent par :

- L'augmentation de la puissance installée
- L'amélioration du rendement de l'installation
- La diminution significative des coûts de la maintenance
- L'augmentation de la disponibilité de l'installation.

Ces quatre principaux arguments, peuvent se réduire à un seul paramètre qui peut être représenté par le coût de l'unité de l'électricité délivré au réseau. Celui-ci peut être calculé en divisant le coût total par l'énergie délivrée sur une période, l'idéal étant d'évaluer ce paramètre sur la durée de vie de l'installation.

C'est dans ce sens que se sont situés les travaux de recherche présentés dans ce mémoire. Le choix d'une structure s'est fait en prenant en compte les critères cités ci-dessus. Ensuite, un état de l'art sur les travaux de recherche antérieurs ou en cours en lien avec la configuration retenue a été mené.

I.5.1. Motivation du choix

Pour répondre au maximum aux besoins du cahier des charges, une analyse des structures existantes présentées préalablement a été très utile pour comprendre les avantages et les points faibles de chaque configuration. Des études comparatives sur différents aspects, comme par exemple entre les structures avec multiplicateurs ou à attaque directe, ou les études sur la

robustesse et les types des défauts sont présentées dans [L1],[MUL04],[BU14], [RIB06], [POL06].

D'une étude officielle sur les défauts survenus dans les installations éoliennes pour 3 pays (Finlande, Suède et Allemagne) [RIB06] et d'une autre effectuée pendant 8 ans en Finlande sur les structures avec multiplicateur pour 92 éoliennes [L1], on peut obtenir la répartition des défauts selon leur nature (Fig. 29). On peut remarquer que les défauts les plus fréquents surviennent sur le multiplicateur de vitesse (42%) et sur la génératrice ou le convertisseur (14%).

Dans ce cadre, l'objectif de cette thèse consiste à définir, concevoir, piloter et surveiller des génératrices électriques de nouvelles générations tolérantes aux défauts - qu'ils soient d'ordres mécaniques ou électriques - appliquées à la production électrique d'origine éolienne ou hydraulique.

Dans ce travail, une solution est proposée pour limiter au minimum l'apparition :

- de défauts mécaniques produits par le multiplicateur (42%)
- de défauts dans l'ensemble du système électrique (14 % pour la génératrice ou le convertisseur de puissance).

Aussi, l'idée principale est de conjuguer un grand nombre des paires de pôles à un nombre de phases élevé au sein de la génératrice de manière à s'affranchir des défauts mécaniques émanant du multiplicateur et des défauts électriques inhérents à la génératrice ou au convertisseur qui représentent de manière cumulés 56% des défauts d'une installation éolienne.

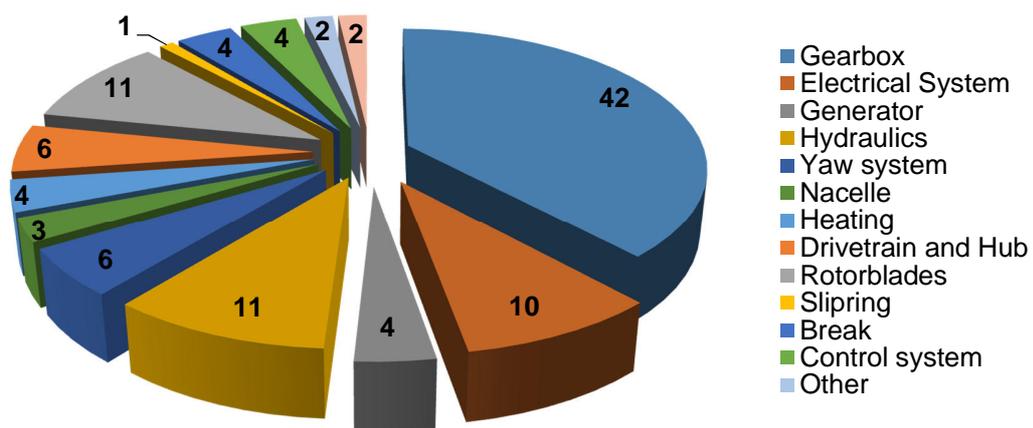


Fig. 29 Distribution des défauts en Finlande entre 1996-2004[L1]

I.5.2. Génératrices-convertisseurs tolérants aux défauts électriques pour les éoliennes

Actuellement, pour des applications de forte puissance, que ce soit en mode moteur ou en mode génératrice, l'association machine-convertisseur triphasés pose de nombreux problèmes de sécurité, de fiabilité et de faisabilité. En effet, la perte d'une phase de la machine ou d'un bras du convertisseur entraîne une surcharge sur les 2 autres phases, un déséquilibre majeur de la machine et la mise à l'arrêt obligatoire de l'installation [LEV08]. Pour pallier ces problèmes, quelques solutions sont proposées telles que la redondance à savoir la mise en parallèle des phases de la machine et des bras de l'onduleur (plusieurs étoiles triphasées en parallèle) ou l'augmentation du nombre de phases (machines et convertisseurs multiphasés).

Pour les deux solutions, la puissance est segmentée au travers des différentes phases et le fonctionnement en mode dégradé (perte d'une phase) est possible pour peu que la commande soit adaptée.

La première solution (plusieurs étoiles en parallèle) est étudiée depuis longtemps et des éoliennes industrielles sont déjà munies de cette technologie. On peut citer à titre d'exemple, la génératrice *Haliade* d'*Alstom (GE)* qui intègre 3 étoiles en parallèle. Cette technologie basée sur la redondance d'étoiles est en effet plus facile à mettre en œuvre car elle peut être réalisée par la simple mise en parallèle des bobines et par l'utilisation de systèmes de gestion déjà industriels.

En revanche, la deuxième solution, plus complexe, n'est pas encore industrialisée. Actuellement, plusieurs travaux de recherche traitent ce sujet avec des structures synchrones ou asynchrones.

De plus, la deuxième solution est la plus optimisée en terme de puissance car lors de la perte d'une phase, seule la phase incriminée est désactivée alors qu'avec la technologie basée sur la redondance, c'est l'étoile complète qui est désactivée ce qui engendre une perte de puissance plus importante [LEV07],[LEV08],[LEV16]. C'est donc sur cette technologie multiphasée que nous baserons la suite de notre étude.

Une de structure la plus intéressante parmi les machines multiphasées est la machine hexaphasée car elle peut être conçue à partir d'une structure triphasée classique par simple rebobinage. L'équipe Energie Electriques et Systèmes Associés (*EESA*) du Laboratoire des Technologies Innovantes (*LTI*) travaille depuis longtemps sur des structures hexaphasées de ce type et possède une certaine expérience notamment en mode moteur. Nous focaliserons donc la suite de notre étude sur une structure hexaphasée avec un seul neutre mais cette fois pour une application en mode générateur puisque dédiée à l'éolien [SIV16]. Les avantages de la structure hexaphasée avec un seul neutre sont les suivants :

- Une segmentation de la puissance [LEV04]
- Une fiabilité accrue, lors de la perte d'une phase, la machine peut continuer de fonctionner [LEV08],[SIV16]
- Une réduction des pulsations du couple [WIL03]
- Une réduction des harmoniques [HAD04]

Toujours pour les structures hexaphasées, on distingue deux types de machines selon le déphasage entre phases à savoir les structures asymétriques (30° entre deux étoiles) et symétriques (60° entre deux étoiles) comme l'illustre la figure 30.

D'après de nombreuses études, il n'y a pas de différences significatives entre les deux configurations d'un point de vue machine hormis au niveau des contenus harmoniques produits.

Dans tous les cas, en cas de perte d'une phase, les cinq autres phases restent actives et la production électrique peut être maintenue jusqu'à la réparation. Cette configuration sera étudiée par la suite dans le cadre d'utilisation en génératrice pour les éoliennes.

I.5.3. Génératrice tolérante aux défauts mécaniques pour les éoliennes

Comme nous l'avons vu précédemment, les défauts les plus fréquents dans une éolienne sont ceux produits par une panne du multiplicateur (42%), notamment pour ceux à rapport de transformation élevé (multiplicateur à trois étages).

Une solution pour diminuer ce taux de pannes consiste à l'éliminer purement et simplement (éolienne à attaque directe) ou à le simplifier au minimum en utilisant un multiplicateur à simple étage pour lequel le rapport est d'environ 10 (éolienne hybride).

De plus, dans les deux cas, il faut multiplier le nombre de pôles au sein de la machine pour atteindre une vitesse nominale de rotation de la génératrice égale à celle de la turbine (éolienne à attaque directe) ou d'un rapport de 10 fois supérieur à celle de la turbine (éolienne hybride).

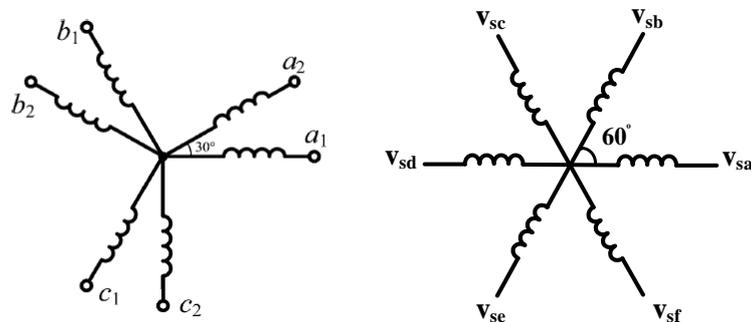


Fig. 30 Configuration stator hexaphasée: a) asymétrique b) symétrique

Mettre au point une génératrice à attaque directe engendre une forte augmentation du nombre de pôles et en conséquence une augmentation significative du diamètre de la machine (plusieurs mètres).

Dans ce cadre et pour des problèmes d'encombrement et de budget, l'équipe *EESA* a préféré se diriger vers la conception de génératrices à nombre de paires de pôles moyen, 12 en l'occurrence. Les théories élaborées quant à la commande de la génératrice tolérantes aux défauts mécaniques à 12 paires de pôles seront bien évidemment extrapolables à des génératrices à plus grand nombre de paires de pôles telles que le sont les génératrices à entraînement direct.

I.5.4. Technologie de la Génératrice tolérante aux défauts mécaniques et électriques pour les éoliennes

Comme nous l'avons évoqué précédemment, les technologies asynchrone et synchrone représentent les plus grandes parts de marché en génération éolienne. Dans le cadre de cette thèse, l'équipe *EESA* a décidé de focaliser son étude sur la génératrice asynchrone hexaphasée à 12 paires de pôles pour ses nombreux avantages tels que sa structure simple et robuste, son faible coût et sa maintenance réduite de par sa structure comprenant un rotor à cage.

Un prototype de machine synchrone à aimants permanents et à flux axial également hexaphasé et à grand nombre de paires de pôles a été conçu au laboratoire afin de comparer les 2 technologies, mais à la vue de l'ampleur de la tâche, cette thèse sera dédiée à la technologie asynchrone à cage d'écureuil.

Les configurations détaillées des deux prototypes et du banc d'essais complet avec les paramètres des différents éléments sont consultables en troisième chapitre.

I.5.5. Positionnement de la recherche

Maintenant que les axes stratégiques ont été définis à savoir la technologie, la structure électrique hexaphasée ainsi que le nombre de paires de pôles, il est temps de définir les différentes étapes qui permettront de valider la faisabilité et les propriétés de la structure retenue.

Dans un premier temps, il va falloir établir un modèle de simulation pertinent et précis de la génératrice et du système de conversion et valider celui-ci par confrontation des résultats de simulation avec ceux obtenus expérimentalement sur le banc d'essais. Ce modèle devra bien évidemment permettre de simuler le fonctionnement de l'ensemble génératrice et convertisseur en mode sain et en mode dégradé. Pour cela, nous nous appuierons sur la technique de modélisation par circuits internes équivalents plus proche des systèmes électriques et permettant de simuler différents défauts que ce soit au niveau du stator ou au niveau du rotor.

Il faudra alors définir une loi de commande permettant de prendre en compte puis de s'affranchir du déséquilibre apparaissant de par le défaut. Une fois la stratégie de commande retenue, il faudra dans un premier temps la tester en simulation en modes sain et dégradé et l'associer à une technique de détection de défauts.

Enfin, une fois celle-ci testée et validée en simulation, il faudra la tester expérimentalement sur le banc d'essais.

I.6. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de dresser l'état de l'art quant aux technologies actuelles employées dédiées à la production d'énergie électrique de type éolien et les perspectives de recherche associées à ces technologies. Après un bilan assez exhaustif dressant la situation de la puissance éolienne installée en constante évolution en Europe et dans les autres régions du monde, les différents types d'éoliennes et leur mode de fonctionnement ont été décrits.

L'intégration des trois grandes familles de génératrices (synchrones, asynchrones et structures spéciales) dans la chaîne de conversion ont été présentées ainsi que le système de contrôle-commande nécessaire de coordonner les différents éléments (orientation de la nacelle, orientation des pâles, commande du convertisseur, sécurisation et supervision, ...).

A partir d'une étude quant aux principaux défauts dans les éoliennes, il s'avère que les pannes les plus fréquentes et les plus sérieuses sont d'origine mécaniques et plus particulièrement dues au multiplicateur et d'ordre électrique (génératrice et convertisseur). Pour répondre aux grands enjeux actuels dans ce domaine que sont la fiabilité et la disponibilité, une structure tolérante aux défauts mécaniques et électriques a été retenue, à savoir une génératrice basse vitesse et multiphasée. En effet, l'idée principale est de conjuguer un grand nombre des paires de pôles à un nombre de phases élevé au sein de la génératrice de manière à s'affranchir des défauts mécaniques émanant du multiplicateur et des défauts électriques inhérents à la génératrice ou au convertisseur qui représentent un cumul de 56% des défauts d'une installation éolienne.

Deux génératrices hexaphasées à grand nombre de paires de pôles ont été conçues au laboratoire, à savoir une synchrone à flux axial et une asynchrone à cage d'écureuil. Néanmoins, de par l'ampleur du travail, cette thèse sera dédiée essentiellement à la machine asynchrone.

Enfin, les différentes étapes qui permettront de valider la faisabilité et les propriétés de la structure retenue ont été présentées. On y distingue la définition d'un outil fiable et précis de simulation permettant de modéliser les dynamiques en modes sains et dégradés, l'établissement d'une loi de commande et d'un système de détection de défauts, la simulation de cette association et enfin l'implantation en temps réel sur le banc d'essais.

Chapitre II Etude et modélisation de la machine asynchrone hexaphasée à cage

II.1. Introduction

Dans le cadre de la recherche et du développement dans le domaine de la conversion d'énergie de type éolien, une des premières étapes est la modélisation de la génératrice. Cette thématique est traitée dans la littérature, et de nombreuses publications sont dédiées à la modélisation des machines. Selon [BAB09], il existe trois grandes familles de modèles pouvant être adaptés aux dispositifs électromagnétiques et plus particulièrement aux machines électriques présentant des défauts :

- Les modèles internes basés sur la résolution analytique ou numérique et les modèles basés sur les équations de diffusion du champ électromagnétique
- Les modèles de circuits magnétiques, utilisant les réseaux des perméances
- Les modèles de circuits électriques.

La Méthode des Eléments Finis (*MEF*) est la méthode la plus adéquate et la plus répandue pour le calcul des champs magnétiques statiques ou quasi-statiques; elle permet de décrire fidèlement des géométries complexes et de tenir compte des non linéarités des propriétés physiques, telle que la loi $B(h)$ dans les matériaux magnétiques [BIA05]. L'avantage qu'elle apporte une méthode basée sur le calcul de champ magnétique réside dans le fait qu'elle décrit les phénomènes dans l'ensemble du dispositif étudié et donner ensuite une représentation globale vue du circuit électrique équivalent. Actuellement des logiciels utilisant le MEF permettent aussi l'étude et la simulation d'un dispositif électromagnétique avec une alimentation externe. Le régime transitoire est ainsi étudié. En revanche, l'utilisation de tels outils nécessite des temps de calcul très longs. Dans [WAT99], la méthode des éléments finis a été utilisée pour l'identification des paramètres de modèles de machines électriques présentant un ou plusieurs défauts. Dans ce cadre, le développement d'un modèle différent pour chaque situation (type de défaut) s'avère nécessaire. [BAB09].

La méthode des réseaux de perméance est basée sur la décomposition du circuit magnétique de la machine électrique en tubes de flux élémentaires. Chaque tube ainsi obtenu, est caractérisé par sa perméance suivant qu'il se trouve dans le fer ou dans l'air. A partir de cette décomposition, on construit un réseau dit de perméance [DEL95]. Cette approche permet de prendre en compte les caractéristiques du fer utilisé pour la construction de la machine. En effet, le calcul des différentes perméances ne peut se faire qu'en fixant une valeur précise de la perméabilité relative du fer μ_r . Le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de la perméance d'entrefer qui varie en fonction de la position du rotor de la machine [YAZ06].

Le circuit magnétique dynamique d'une machine tournante peut être modélisé par un circuit électrique équivalent. Ce circuit fait intervenir les composants de base d'un circuit électrique : résistances, inductances propres et mutuelles dont les valeurs peuvent être déterminées de différentes manières. Il existe deux approches pour les modèles circuits :

- La première approche consiste à représenter le modèle de la machine et ses grandeurs (courant, tension, fem, flux) par des vecteurs mathématiques. Ce modèle utilise des transformations pour réduire au minimum le nombre de grandeurs. Les transformations de Clarke, Concordia sont le plus souvent utilisées. Avec l'hypothèse que la machine est un système équilibré avec une somme de grandeurs nulle, la machine peut être représentée par un système biphasé. Avec cette hypothèse de départ, les composantes homopolaires des grandeurs sont considérées nulles et ne participent pas à la conversion électromécanique de l'énergie.
- La deuxième approche est moins utilisée que la première. Elle consiste à représenter la machine avec autant de circuits électriques couplés qu'il en existe physiquement. Ainsi, tous les circuits électriques internes de la machine doivent être modélisés pour représenter fidèlement le comportement électromécanique de la machine.

Dans cette thèse, la modélisation de la machine asynchrone hexaphasée sera étudiée. L'objectif est de développer un modèle capable d'intégrer différents types de défauts et permettre ainsi la simulation des grandeurs électriques et mécaniques dans les régimes transitoires et permanents. Les défauts les plus récurrents au stator sont la perte d'une phase, le court-circuit entre spires ou entre phases. Dans le rotor, les défauts les plus souvent détectés sont la fissure d'une barre, la rupture d'une ou plusieurs ou la rupture de l'anneau de court-circuit.

Chacune des méthodes de modélisation a ses avantages et ses inconvénients. Ainsi, la méthode de modélisation basée sur l'approche des circuits internes équivalents s'avère la plus appropriée pour développer un modèle dynamique de la machine hexaphasée. Grâce à l'approche des circuits internes équivalents, les défauts rotoriques et statoriques et la minimisation du temps de calcul seront pris en compte. C'est cette étude qui sera traitée par la suite dans ce chapitre.

Au début de ce chapitre, les principales caractéristiques électriques et géométriques de la machine asynchrone hexaphasée *MAS6* sont présentées. Ensuite la modélisation de la machine est réalisée en utilisant la méthode des circuits internes équivalents (*CIE*). Cette méthode permet de représenter la machine sous forme de circuits électriques à partir des données géométriques et physiques. Chaque partie de la machine (stator et rotor) est représenté par des composants classiques d'un circuit électrique, comme des résistances, des inductances, des inductances mutuelles et des sources de tension.

Ensuite, le modèle *CIE* sera utilisé pour calculer les paramètres du schéma équivalent monophasé de la machine. Ces derniers seront utilisés pour développer les lois de commande pour contrôler la machine. Le calcul de ces paramètres par le modèle *CIE* est un énorme avantage pour

les machines de grande puissance car les tests classiques (à vide, rotor bloqué et en court-circuit) permettant de déduire ces dits paramètres ne sont plus nécessaires.

Les progrès enregistrés dans la performance des micro-processeurs et dans les logiciels numériques de simulation donnent la possibilité de simuler le modèle de la machine dans un temps raisonnable. De plus, l'association de modèles « machine - convertisseur de puissance » et la commande constitue un outil très important pour la simulation de tous types de défauts pouvant survenir sur la machine ou/et sur le convertisseur. Il est important de noter que les défauts sont simulés par de simples ouvertures ou fermetures d'interrupteurs ou de circuits, aucun calcul de nouveaux paramètres n'est nécessaire. Cet outil permet aussi de tester les différentes stratégies de contrôle.

Enfin, le modèle *CIE* sera implémenté sur le logiciel *Matlab/Simulink*[®]. Les résultats de simulations numériques, à vide et en charge, en régime permanent et transitoire seront comparés avec des essais expérimentaux pour valider le modèle de simulation.

II.2. Présentation de la génératrice

La plupart des machines asynchrones à cage utilisées dans l'industrie et étudiées dans la littérature sont des machines à haute vitesse, avec 1 ou 2 paires de pôles fonctionnant à la fréquence du réseau électrique. Pour la structure de l'éolienne retenue, l'énergie produite par la génératrice doit transiter par un convertisseur pour être délivrée au réseau. Dans ce cas, la fréquence statorique et la fréquence du réseau peuvent être différentes. De plus, la génératrice a été conçue en prenant en compte les contraintes du banc d'essai présent au laboratoire et en respectant les caractéristiques présentées dans le Tableau 3.

II.2.1. Le stator du prototype

Les inconvénients majeurs d'une machine multiphasée (plus de trois phases) à basse vitesse sont son diamètre et son volume important. L'optimisation du volume et des performances de ce type de machine peut être améliorée lors de la conception du bobinage statorique. Ainsi, le nombre d'encoches peut être réduit tout en prenant en compte le nombre de pôles et le nombre de phases [MAD02].

Tableau 3 Caractéristiques électriques de la génératrice

Puissance nominale	P_n	24 KW
Tension nominale	V_s	230 V
Fréquence nominale	f_n	25 Hz
Vitesse rotorique nominale	Ω_n	125 tr/min
Nombre de phases statoriques	m	6
Couplage		Etoile

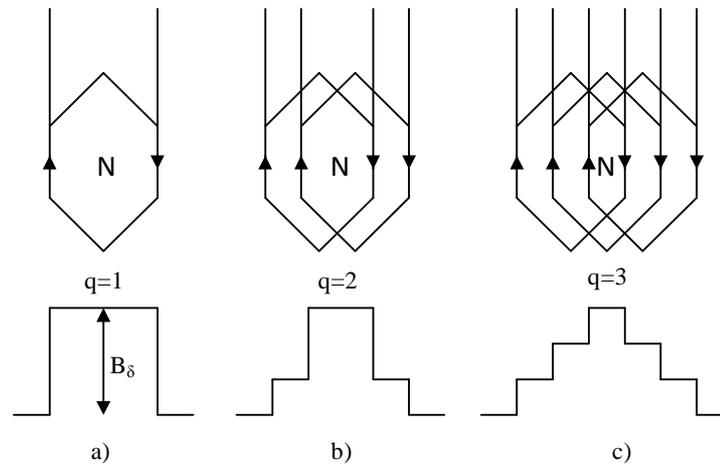


Fig. 31 Variation d'induction magnétique dans l'entrefer pour différents types de bobinage : a) une bobine par pôle b) deux bobines par pôle c) trois bobines par pôle [MAD02]

On peut remarquer dans la Fig.31, qu'il est important d'avoir un q plus grand possible pour obtenir une variation du champ magnétique plus proche possible d'une sinusoïde. A contrario, on peut rappeler que pour des machines à grand nombre de pôles, il faut choisir un q petit pour réduire le diamètre de la machine. [MAD 02]

II.2.1.1. Bobinage du stator

Dans [WU17], la méthode de calcul pour le bobinage d'une machine asynchrone est décrite. Cette méthode a été adaptée pour décrire le bobinage de la machine asynchrone hexaphasée.

Nombre de bobines par phase :

$$b_1 = \frac{b}{m} \quad (2.1)$$

b est le nombre total des bobines
 m est le nombre de phases statoriques

Nombre de bobines par pôle et par phase:

$$b_2 = \frac{b}{m \cdot p} \quad (2.2)$$

p est le nombre de pôles

Nombre de spires par phase :

$$N_{ph} = b_1 \cdot N_c = \frac{Z \cdot q \cdot N_c}{2 \cdot m} \quad (2.3)$$

N_c est le nombre de spires par bobine
 Z est le nombre d'encoches statoriques

Nombre de conducteurs par phase :

$$C_{ph} = 2N_{ph} = \frac{Z \cdot N_c \cdot 2}{m} \quad (2.4)$$

Pas d'encoche mécanique angulaire :

$$\gamma_m = \frac{2\pi}{Z} \quad (2.5)$$

Pas d'encoche électrique :

$$\gamma = \frac{p}{2} \gamma_m \quad (2.6)$$

Le pas d'encoche peut être défini comme la longueur de l'arc entre deux encoches consécutives, mesuré au niveau du diamètre intérieur du stator (D_{int}), (Fig. 32) :

$$\tau_s = \frac{\pi \cdot D_{int}}{Z} \quad (2.7)$$

Pas polaire angulaire :

$$\rho_p = \frac{360^\circ}{p} = \frac{2\pi}{p} \quad (2.8)$$

Le pas polaire peut être défini comme la longueur de l'arc entre deux pôles (p) consécutifs, mesuré au niveau du diamètre intérieur du stator (Fig. 33) :

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D_{int}}{p} \quad (2.9)$$

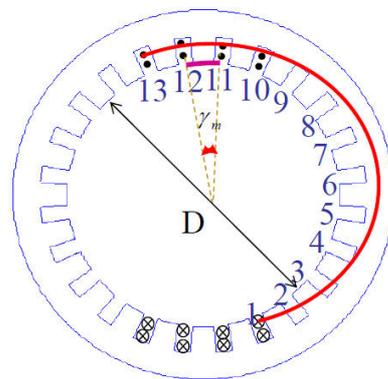


Fig. 32 Exemple de calcul du pas d'encoche pour une machine à 2 pôles [WU17]

Nombre d'encoches par pôle :

$$Z_p = \frac{Z}{p} \quad (2.10)$$

Pas de bobine :

- complet, si la bobine traverse Z_p encoches
- fractionnaire, si la bobine traverse moins de Z_p encoches

Si par exemple Z_c est le nombre d'encoches enjambées par la bobine et ρ_m est l'angle mécanique formé à partir des encoches enjambées par la bobine ($\rho_m = Z_c \cdot \gamma_m$), alors le pas de bobine exprimé en angle électrique est défini par:

$$\rho = \frac{p}{2} \cdot \rho_m \Rightarrow \frac{\rho}{\pi} = \frac{\rho_m}{\rho_p} \Leftrightarrow \frac{\rho}{\pi} = \frac{Z_c}{Z_p} \quad (2.11)$$

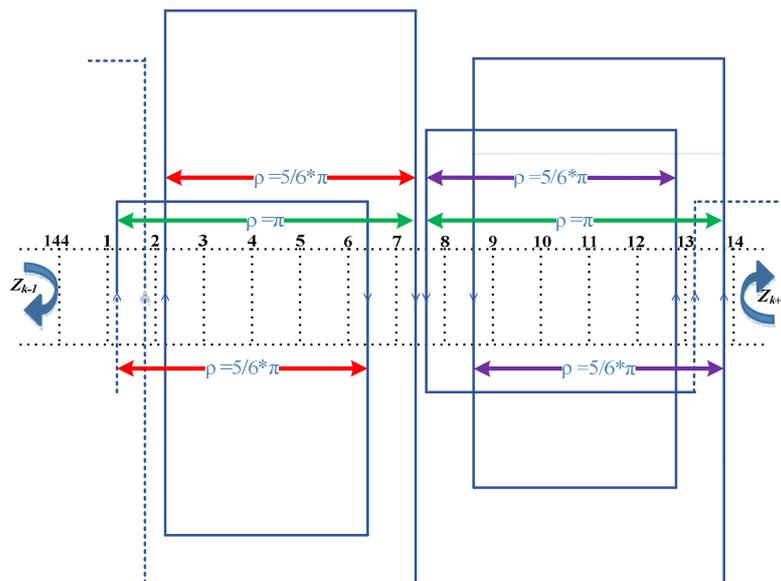


Fig. 33 Plan du bobinage sur deux pôles pour la première phase de la MAS6

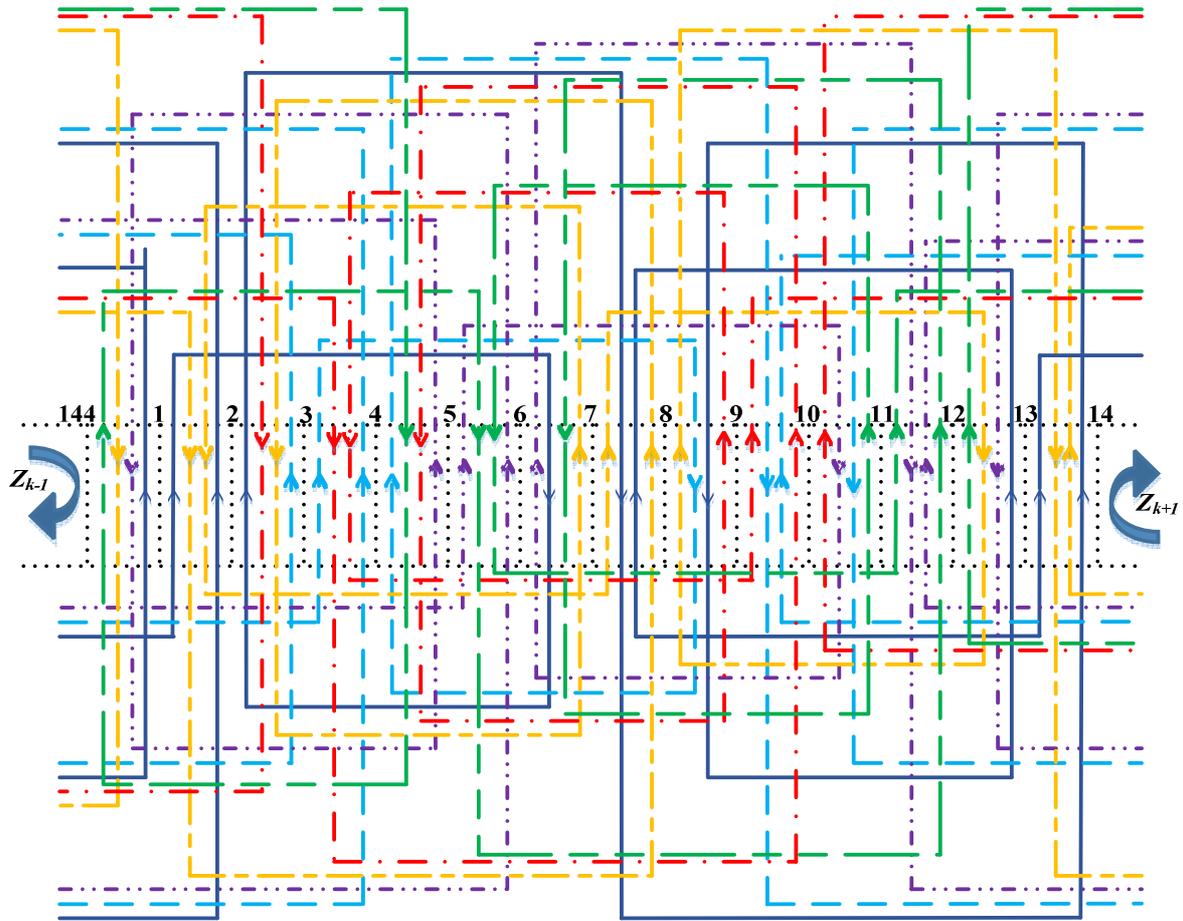


Fig. 34 Plan de bobinage sur deux pôles de la MAS6

Pour les machines avec un bobinage double couche, le nombre de groupes de bobines par phase (24) doit être égal au nombre de pôles (24). Il en est de même pour le nombre de groupes de bobines (144) et pour le nombre d'encoches (144). Enfin, un groupe de bobines est composé par deux bobines. Dans la Fig. 35, le bobinage entier de la machine est représenté. Il est à noter que chaque phase est constituée de 48 bobines. Seules les 4 premières et les 4 dernières sont représentées sur la Fig. 35. Les numéros des encoches dans lesquelles elles sont placées sont représentés également.

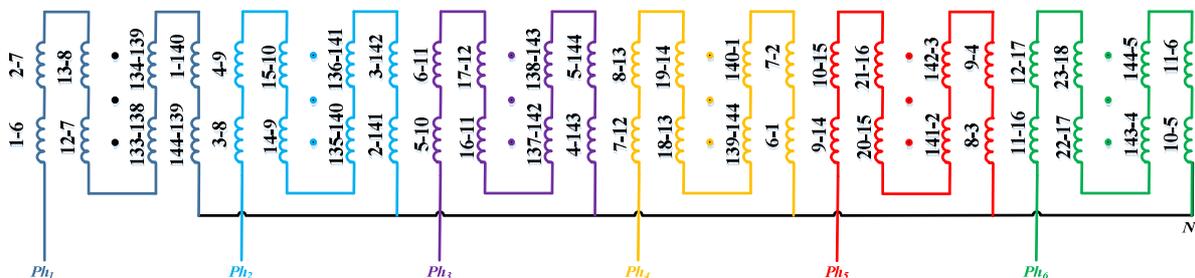


Fig. 35 Bobinage quatre couches MAS6

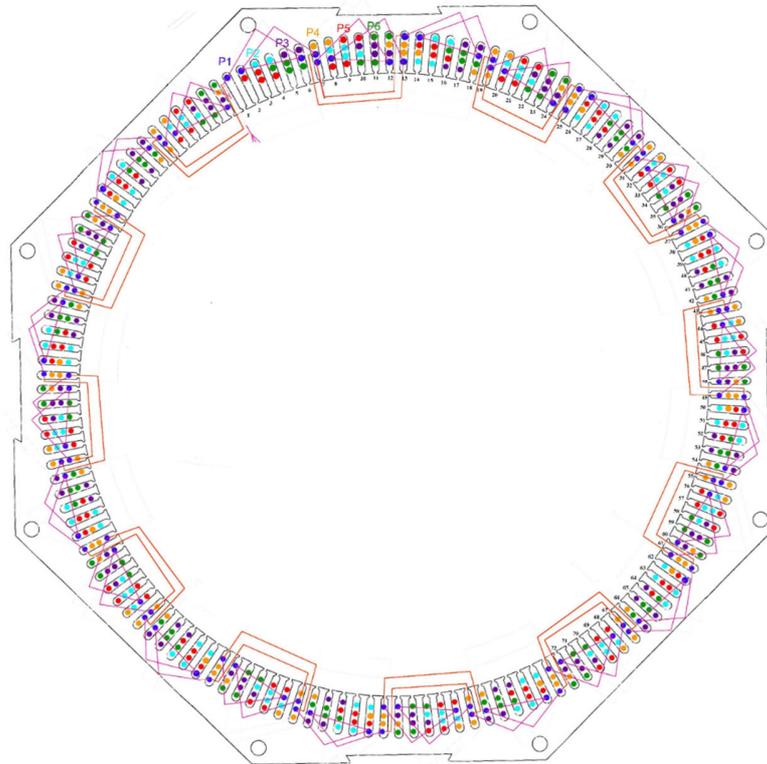


Fig. 36 Plan du bobinage de la MAS6

Le schéma du bobinage à quatre couches de la MAS6 est présenté dans la Fig. 36. On peut remarquer les 48 bobines par phase, réparties en deux bobines par pôle.

Les paramètres du bobinage de la machine sont regroupés dans le tableau 4 :

Tableau 4 Paramètres du bobinage statorique

Nombre de phases	m	6
Nombre de pôles	p	24
Nombre d'encoches	Z	144
Nombre total de bobines	b	288
Nombre de bobines par phase	b_1	48
Nombre de bobines par pôle et par phase	b_2	2
Nombre de spires par bobine	N_c	4
Nombre de brins en parallèle		12
Nombre de spires par phase	N_{ph}	192
Nombre de conducteurs en série par phase	C_{ph}	768
Pas d'encoche mécanique	γ_m	$43.633 \times 10^{-3} [rad]$

Pas d'encoche (longueur d'arc)	τ_s	18.16 [mm]
Pas d'encoche électrique	γ	$523.59 \times 10^{-3} [rad]$
Pas polaire angulaire	ρ_p	$261.8 \times 10^{-3} [rad]$
Pas polaire (longueur d'arc)	τ_p	108.93 [mm]
Nombre d'encoches par pôle	Z_p	6
Nombre d'encoches enjambées par la bobine	Z_c	5
Angle mécanique des encoches enjambées par la bobine	ρ_m	$218.165 \times 10^{-3} [rad]$
Pas électrique d'une bobine	ρ	2.618 [rad]

II.2.1.2. Encoches statoriques

Dimensionnes géométriques :

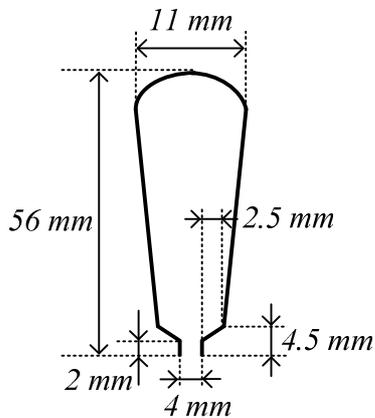


Fig. 37 Dimensions d'une encoche du stator

Fig. 38 Tôle statorique

Tableau récapitulatif des dimensions :

Tableau 5 Dimensions des tôles statoriques

Nombre d'encoches	Z	144
Diamètre interne du stator	D_s	832.8 [mm]
Longueur de l'encoche	l_s	244 [mm]
Aire de la section de l'encoche	S_{es}	544 [mm ²]
Nombre de tôles	N_t	485
Épaisseur des tôles du stator		244 [mm]
Épaisseur d'une tôle		0,502 [mm]

II.2.2. Caractéristiques du rotor

Le rotor a une structure très simple, feuilleté, avec des tôles de la même épaisseur et du même matériau que le stator. Il est sous forme d'une cage d'écureuil constitué de 106 barres en cuivre. Les barres sont inclinées et court-circuitées par des anneaux sur les extrémités afin de constituer des mailles. Le circuit électrique ainsi formé est composée de 106 mailles. Les dimensions géométriques de l'encoche et de l'anneau de court-circuit sont données dans la Fig. 39.

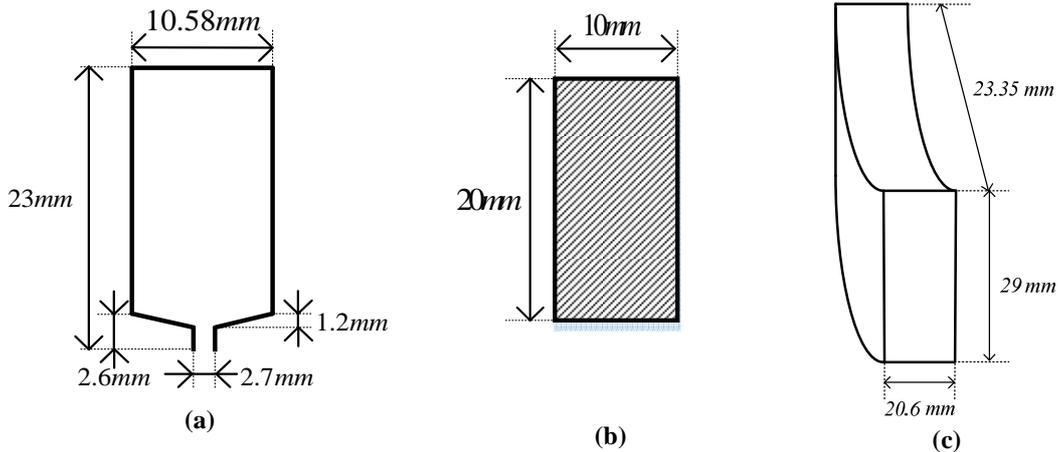


Fig. 39 Dimensions géométriques d'une encoche rotorique(a), d'une barre(b) et de l'anneau de court-circuit(c)

Pas d'encoche mécanique :

$$\gamma_m^r = \frac{2\pi}{Q} \quad (2.12)$$

Le pas d'encoche peut être défini comme la longueur de l'arc entre deux encoches consécutives, sur le diamètre extérieur du rotor (D_{ext}), (Fig. 40) :

$$\tau_r = \frac{\pi \cdot D_{ext}}{Q} \quad (2.13)$$

Selon les mesures géométriques, les caractéristiques du rotor sont regroupées dans le tableau 6. Les tôles rotoriques ont été obtenues par de la découpe laser. Un exemple de tôle rotorique utilisée pour la fabrication de la machine est présenté dans la Fig. 40.

Tableau 6 Caractéristiques tôles rotoriques

Nombre de barres	Q	106
Diamètre externe du rotor	D_r	803 [mm]
Longueur des barres	l_r	244 [mm]
Longueur de l'anneau	l_a	29 [mm]

Aire de la section de la barre	S_b	200 [mm ²]
Aire de la section de l'anneau	S_a	597.4 [mm ²]
Pas d'encoche mécanique	γ_m^r	59.27 x 10 ⁻³ [rad]
Pas d'encoche électrique	γ	17.07 [rad]
Pas d'encoche (longueur d'arc)	τ_r	23.8 [mm]

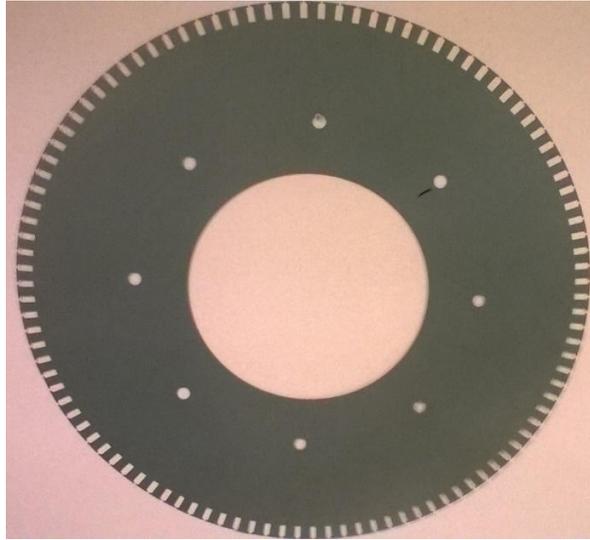


Fig. 40 Une tôle du rotor

II.3. Modélisation par la méthode des circuits internes équivalents

La méthode des « *Circuits Internes Equivalents (CIE)* », consiste à mettre en œuvre une représentation électrique de la machine en utilisant des circuits électriques couplés. Cette méthode a été utilisée pour la première fois dans notre laboratoire en 1993 par G.A. Capolino et H. Henao. En effet, des modèles de machines asynchrones pour le diagnostic des défauts électriques ont été développés [CAP02],[CAP02_1],[HEN97],[HEN04],[ARO08_1]. Les plus importantes thèses sur ce sujet sont celles de:

- G. Ekwe [EKW03] qui a développé une approche de modélisation par la méthode *CIE* pour le diagnostic de défauts rotoriques dans une machine asynchrone triphasée
- A. Yazidi [YAZ06] qui a introduit la méthode *CIE* pour le diagnostic de défauts électriques sur les machines asynchrones à double alimentations utilisées dans l'éolien
- G. Aroquiadassou [ARO08] qui a introduit la modélisation *CIE* pour une machine asynchrone hexaphasée à deux pôles 90 W utilisée dans un système de direction assistée électrique de véhicules.

Dans [DEL03], la méthode de modélisation (*CIE*) a été comparée, en mode sain et en mode défaut, à la méthode des réseaux de perméance qui utilise les *FEM*. La structure simple d'une machine asynchrone avec trois phases statoriques et 6 barres rotoriques a été étudiée. Ainsi, un modèle a été développé dans le but de faire du diagnostic de défaut d'une barre cassée. Dans cette configuration et pour ses deux méthodes, les courants statoriques, le couple électromagnétique et l'ordre des harmoniques ont été comparés.

En ce qui concerne la méthode de modélisation (*CIE*), la démarche consiste à obtenir une représentation de la machine asynchrone à partir de la répartition des enroulements pris conducteur par conducteur. La machine étant constituée d'un circuit magnétique (fer) et d'un circuit électrique (cuivre), cette méthode (*CIE*) décrit le fonctionnement de la machine comme un réseau électrique équivalent. Ce réseau est constitué par des circuits électriques couplés, composés par des résistances, des inductances, des capacités (si on prend en compte l'effet d'isolement entre les spires des bobines) et des sources de tension ou de courant [YAZ06].

Cette approche permet de représenter la machine à induction comme un transformateur tournant, de tenir compte des caractéristiques physiques propres de la machine et de développer une représentation fine des phénomènes qui en découlent. Dans la détermination des différents paramètres, la théorie des champs électromagnétiques, les données de conception et les caractéristiques physiques du circuit magnétique sont prises en compte. Le modèle ainsi obtenu est une représentation quasi-fidèle grâce à laquelle nous pourrions simuler la machine en mode sain et en mode dégradé [HEN97],[HEN04].

Les paramètres de la machine peuvent être calculés de manière analytique sans passer par une étude par les éléments finis. Cette modélisation avec les circuits internes couplés permet d'étudier les phénomènes d'interaction entre les circuits lors d'un mode de fonctionnement sain ou dégradé. L'utilisation de ce type de modélisation de circuits autorise des investigations en temps réel, sans avoir à implémenter des techniques de transformations [HAD01].

Pour l'implantation de cette méthode, il est nécessaire d'avoir les données géométriques de la machine ainsi que de son plan de bobinage. Dans ce chapitre, le calcul des différents paramètres de chaque partie du modèle (électriques pour le stator et pour le rotor, magnétiques, d'alimentation et de couplage électrique-magnétique) est présenté. Le modèle de simulation ainsi créé sera implanté grâce au logiciel *Matlab/Simulink*[®] qui dispose actuellement de bibliothèques permettant la modélisation par la méthode des circuits électriques. Grâce aux ordinateurs actuels qui permettent de puissants calculs, le modèle peut être relié à un convertisseur et peut être associé à des stratégies de commandes adaptées. Dans la littérature, le modèle (*CIE*) a été utilisé pour le diagnostic interne de la machine. L'influence du convertisseur et de la commande n'a pas été étudiée.

II.3.1. Modélisation du stator

Le stator de la machine asynchrone peut être représenté par des bobines reliées en série ou parallèle, réparties dans l'espace. Elles peuvent être alimentées en sinusoïdal (en monophasé ou triphasé) ou via un convertisseur de puissance multiphasé (plus de 3 phases). Dans la Fig. 41 est représenté le stator de la génératrice asynchrone hexaphasée qui est composé par six enroulements identiques qui correspondent à chaque phase statorique. Les six phases sont décalées électriquement de 60 degrés.

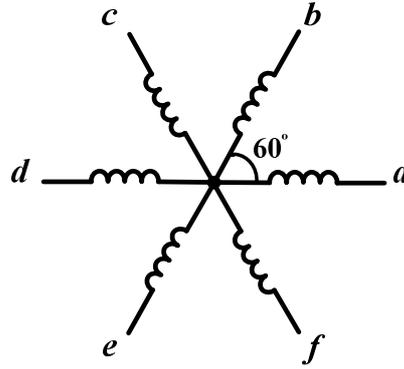


Fig. 41 Le stator de la génératrice asynchrone hexaphasée

Le circuit électrique équivalent du stator est représenté bobine par bobine. Ces bobines sont regroupées par phase. Elles sont composées de résistances (2.14), d'inductance propre, d'inductances mutuelles (entre toutes les bobines statoriques) (2.15) et d'inductances mutuelles entre chaque bobine statorique et chaque maille rotorique (2.16).

$$[R^s] = \text{diag} (R_1^s, R_2^s, \dots, R_{287}^s, R_{288}^s) \quad (2.14)$$

$$L^s = \begin{bmatrix} L_{1,1}^s & L_{1,2}^s & \dots & L_{1,287}^s & L_{1,288}^s \\ L_{2,1}^s & L_{2,2}^s & \dots & L_{2,287}^s & L_{2,288}^s \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{287,1}^s & L_{287,2}^s & \dots & L_{287,287}^s & L_{287,288}^s \\ L_{288,1}^s & L_{288,2}^s & \dots & L_{288,287}^s & L_{288,288}^s \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

L'inductance propre d'une bobine, prend en compte l'effet de tous les champs magnétiques présents dans la machine à savoir :

- Champ magnétique aux têtes de bobines qui est à l'origine de l'inductance de fuite $L_{z,ce}^s$
- Champ magnétique dans les encoches qui est à l'origine de l'inductance d'encoche $L_{z,s}^s$

➤ Champ magnétique d'entrefer $L_{ag,s}^s$

L'inductance propre $L_{z,z}^s$ est donc la somme des trois inductances : $L_{z,z}^s = L_{z,ag}^s + L_{z,s}^s + L_{z,ce}^s$

L'influence du rotor sur le stator par l'intermédiaire de l'inductance mutuelle stator-rotor est variable et dépend de la position du rotor par rapport à la phase statorique. Ceci permet de modéliser les forces électromotrices (fem) induites sur une bobine z du stator par le courant circulant dans la maille rotorique k :

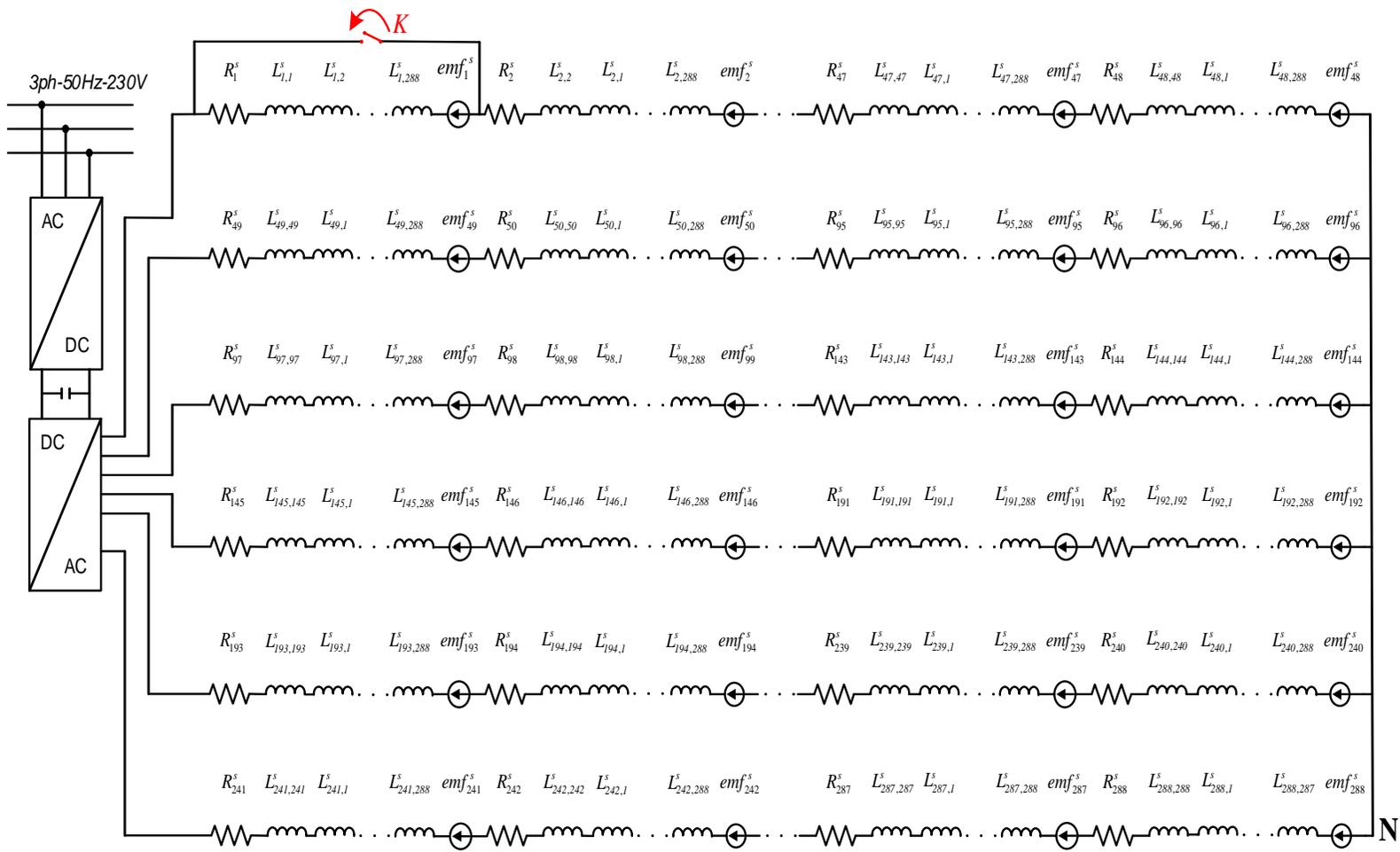
$$fem_{z,k}^s(\theta_k(t)) = \frac{d}{dt} \phi(z, k) = \frac{d}{dt} [L_{z,k}^{sr}(\theta_k(t)) j(k)] \quad (2.16)$$

où: $\theta_k(t)$ est la position du centre de la maille k par rapport à une référence statorique

$j(k)$ est le courant de la maille k

Pour mieux comprendre cette modélisation du stator, ce dernier est représenté graphiquement en Fig. 42. Les bobines représentent les inductances propres ($L_{z,z}^s$) et les inductances mutuelles entre les bobines statoriques ($L_{z,1..288}^s$). Pour chaque phase, on retrouve 48 bobines, chacune représentées par 48 inductances propres et 240 inductances mutuelles statoriques, à cela s'ajoutent les 48 forces électromotrices (fem_z^s) induites sur les différentes bobines de la phase par les courants des 106 mailles rotoriques. Enfin, le stator est relié à un onduleur de puissance.

Fig. 42 Circuit équivalent du stator de la MAS6 associée à un onduleur de puissance



II.3.2. Modélisation du rotor

La machine asynchrone hexaphasée est constituée d'un rotor à cage d'écureuil contenant $Q=106$ barres. Chaque maille est constituée par deux barres consécutives et de deux segments de l'anneau de court-circuit. Le nombre des mailles est égal au nombre de barres $Q=106$. Dans la Fig.43, une représentation graphique d'un rotor composé de k mailles est proposée. Cette représentation illustre le circuit électrique qui constitue les mailles rotoriques. Bien entendu, les inductances mutuelles entre mailles ainsi que l'effet du stator ne sont représentés.

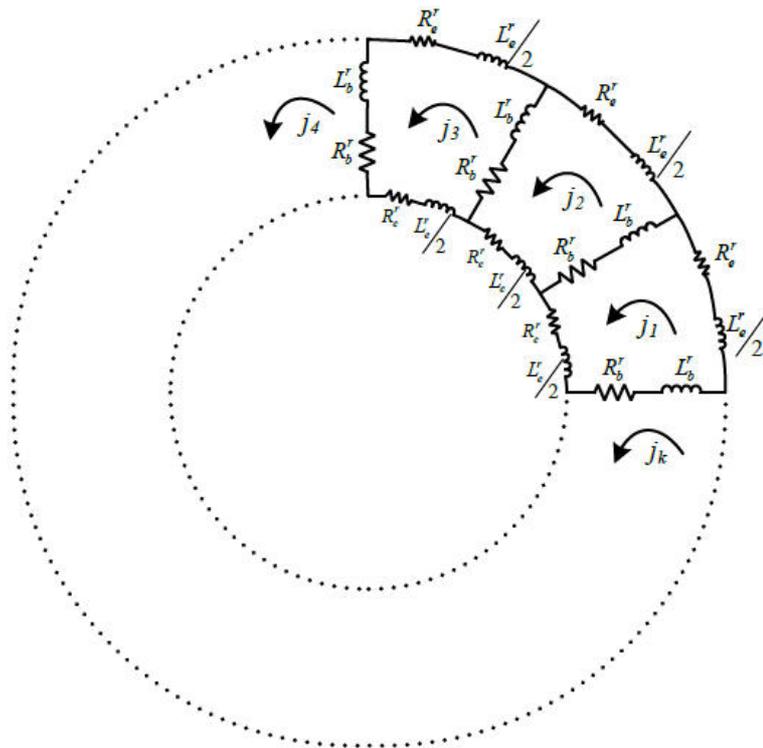


Fig. 43 Circuit équivalent du rotor [20]

Le circuit électrique équivalent de chaque maille rotorique est modélisé dans la Fig. 44. Les barres rotoriques et les deux segments de l'anneau de court-circuit sont caractérisés par leurs résistances respectives R_b^r et R_{er}^r , et par les inductances de fuite d'encoche L_{ks}^r et de tête de cage L_{er}^r . L'influence des autres barres est modélisée par l'inductance mutuelle $L_{k,l,Q}^r$ et l'inductance propre d'entrefer de la maille est représentée par L_{ag}^r .

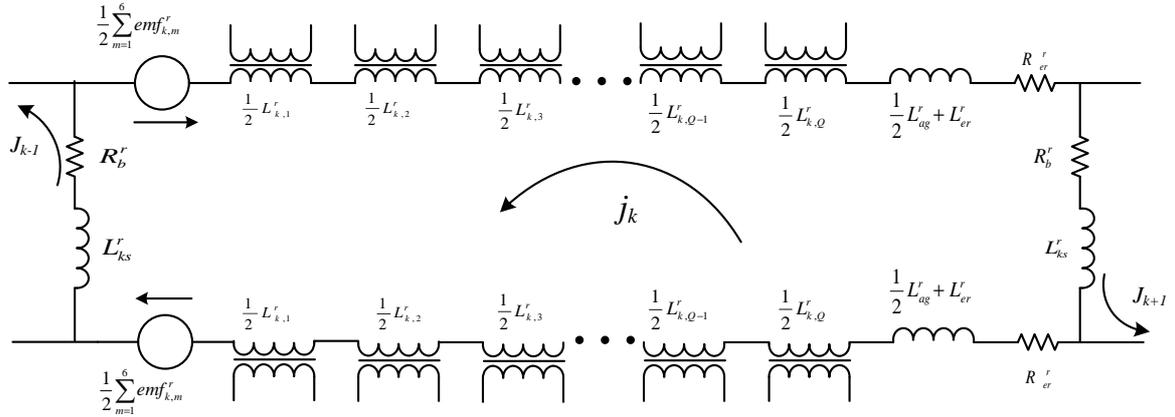


Fig. 44 Circuit équivalent d'une maille rotorique

Afin d'assurer une symétrie dans la représentation de la maille rotorique, et pour obtenir un circuit électrique équilibré, l'inductance mutuelle entre les barres, l'inductance propre d'entrefer, et les fem sont réparties d'une manière égale sur les deux segments de l'anneau de court-circuit.

II.3.3. Calcul des paramètres du modèle CIE

II.3.3.1. Paramètres du stator

Le calcul des paramètres du circuit électrique associé au stator de la MAS6, est une étape primordiale pour le développement du modèle CIE de la machine.

Résistance statorique

L'enroulement d'une phase statorique est constitué par 48 bobines en série réparties dans 96 encoches. A chaque bobine est associée à une résistance :

$$\begin{aligned}
 R_1^s &= r_{s1} + r_{s2} + \dots + r_{s47} + r_{s48} \\
 R_2^s &= r_{s49} + r_{s50} + \dots + r_{s95} + r_{s96} \\
 R_3^s &= r_{s49} + r_{s50} + \dots + r_{s95} + r_{s144} \\
 R_4^s &= r_{s145} + r_{s146} + \dots + r_{s191} + r_{s192} \\
 R_5^s &= r_{s193} + r_{s194} + \dots + r_{s239} + r_{s240} \\
 R_6^s &= r_{s241} + r_{s242} + \dots + r_{s287} + r_{s288}
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

avec:

$$r_{sz} = \rho_{cu} \frac{2N_c (l_s + l_{tb})}{S_s} = 0.0053 \Omega$$

N_c : nombre de spires par conducteur (4)

l_s : longueur de l'encoche du stator (244 [mm])

l_{tb} : longueur de la tête de bobine z (221[mm])

S_s : section du fil conducteur d'une spire ($14.726 \times 10^{-6} [m^2]$)

ρ_{cu} : résistivité du cuivre ($21.10^{-9} \Omega m$ à $25^\circ C$)

Inductance propre d'une bobine statorique

L'inductance propre d'une bobine, $L_{z,z}^s$ avec z est le numéro de la bobine, est la somme de l'inductance totale d'entrefer $L_{z,ag}^s$, de l'inductance de fuite totale d'encoche $L_{z,s}^s$ et de l'inductance de fuite totale de tête de bobine $L_{z,ce}^s$

$$L_{z,z}^s = L_{z,ag}^s + L_{z,s}^s + L_{z,ce}^s = 0.3369 [mH] \quad (2.18)$$

Inductance totale d'entrefer

$$L_{z,ag}^s = N_c^2 \left(1 - \frac{\tau_{sl}}{\Gamma_s} \right) \frac{\mu_0 l_s \tau_{sl}}{G} = 0.3073 [mH] \quad (2.19)$$

Inductance de fuite d'encoche

La forme de l'encoche statorique prise en compte est représentée dans la Fig. 45. L'inductance de fuite est calculée à partir de [HEN97] :

$$L_{z,s}^s = 2\mu_0 N_c^2 l_s \left(\frac{d_1^s}{3w_2^s} + \frac{2d_2^s}{w_1^s + w_2^s} + \frac{d_3^s}{w_1^s} \right) = 28.057 [\mu H] \quad (2.20)$$

Inductance de fuite totale de tête de bobine

$$L_{z,ce}^s = 2N_c^2 \mu_0 l_{tb} \lambda_{ce}^s = 1.555 [\mu H] \quad (2.21)$$

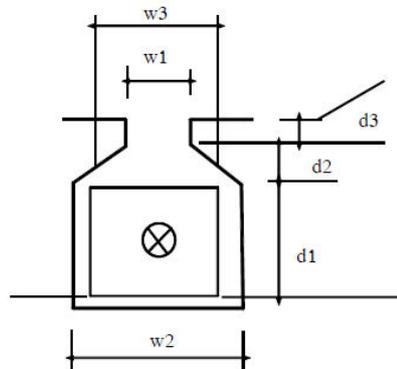


Fig. 45 Forme simplifiée d'une encoche [EKW03]

avec:

$G = \frac{D_s - D_r}{2}$:	l'entrefer ($1.4 \times 10^{-3} [m]$)
D_s :	diamètre interne du stator ($832.8 \times 10^{-3} [m]$)
D_r :	diamètre externe du rotor ($830 \times 10^{-3} [m]$)
$\tau_s = \frac{\pi D_s}{N_{es}}$:	pas statorique ($18.2 \times 10^{-3} [rad]$)
N_{es} :	nombre des encoches statoriques (144)
$\tau_{sz} = 5 \cdot \tau_s$:	pas de bobine z ($90.2 \times 10^{-3} [rad]$)
$\Gamma_s = N_{es} \cdot \tau_s$:	circonférence interne du stator ($2.6163 [m]$)
λ_{ce}^s :	coefficient de fuite de tête de bobine (0.35)
μ_0 :	perméabilité à vide ($4\pi \times 10^{-7} [H.m^{-1}]$)
d_1^s :	longueur d_1^s de l'encoche du stator ($51.5 \times 10^{-3} [m]$)
d_2^s :	longueur d_2^s de l'encoche du stator ($4.5 \times 10^{-3} [m]$)
d_3^s :	longueur d_3^s de l'encoche du stator ($51.5 \times 10^{-3} [m]$)
w_1^s :	longueur w_1^s de l'encoche du stator ($2 \times 10^{-3} [m]$)
w_2^s :	longueur w_2^s de l'encoche du stator ($10 \times 10^{-3} [m]$)

Inductance mutuelle entre deux bobines statoriques

L'inductance mutuelle L_{ag,z_A,z_B}^s entre la bobine z_A et la bobine z_B du stator est calculée en utilisant l'équation (2.22). Cette inductance mutuelle doit être calculée pour toutes les bobines constituant le stator. Les valeurs obtenues forment ainsi une matrice carrée des dimensions 288 lignes et 288 colonnes. La diagonale représente les inductances propres calculées auparavant en (2.18).

$$L_{ag,z_A,z_B}^s = N_{z_A} N_{z_B} \left[\left(I - \frac{\tau_{sz_A}}{\Gamma_s} \right) P_{z_B,in} - \frac{\tau_{sz_A}}{\Gamma_s} P_{z_B,ext} \right] \quad (2.22)$$

avec : $z_A = 1, 2, 3 \dots 288$
 $z_B = 1, 2, 3 \dots 288$

$$P_{z_B,in} = \frac{\mu_0 I_s \tau_{sz_B} in}{G} \quad (2.23)$$

$$P_{z_B,ext} = \frac{\mu_0 l_s \tau_{sz_B ext}}{G} \quad (2.24)$$

$$N_{z_A} = N_{z_B} = N_e \quad (2.25)$$

D_s : diamètre interne du stator ($832.8 \times 10^{-3} [m]$)

D_r : diamètre externe du rotor ($830 \times 10^{-3} [m]$)

$$\tau_s = \frac{\pi D_s}{N_{es}} : \text{ pas statorique } (18.2 \times 10^{-3} [rad])$$

Procédons à un exemple de calcul de l'inductance mutuelle entre les bobines 1 et 2 du stator :

$$\begin{aligned} L_{ag,z_1,z_2}^s &= N_{z_1} N_{z_2} \left[\left(1 - \frac{\tau_{sz_1}}{\Gamma_s} \right) P_{z_2,int} - \frac{\tau_{sz_1}}{\Gamma_s} P_{z_2,ext} \right] \\ &= N_c^2 \frac{\mu_0 l_s}{G} \left[\left(1 - \frac{\tau_{sz_1}}{\Gamma_s} \right) \tau_{sz_2,int} - \frac{\tau_{sz_1}}{\Gamma_s} \tau_{sz_2,ext} \right] \\ &= N_c^2 \frac{\mu_0 l_s}{G} \left[\left(1 - \frac{5 \cdot \tau_s}{\Gamma_s} \right) \cdot 4 \cdot \tau_s - \frac{5 \cdot \tau_s}{\Gamma_s} \tau_s \right] \end{aligned} \quad (2.26)$$

Les autres inductances mutuelles sont calculées de la même façon. Il est à noter qu'un travail très important a été fourni afin de calculer les 288×288 inductances mutuelles de cette machine. En effet, un algorithme a été développé permettant l'automatisation de ces calculs à partir du schéma de bobinage du stator. Les valeurs des tous les paramètres sont données dans l'annexe A.

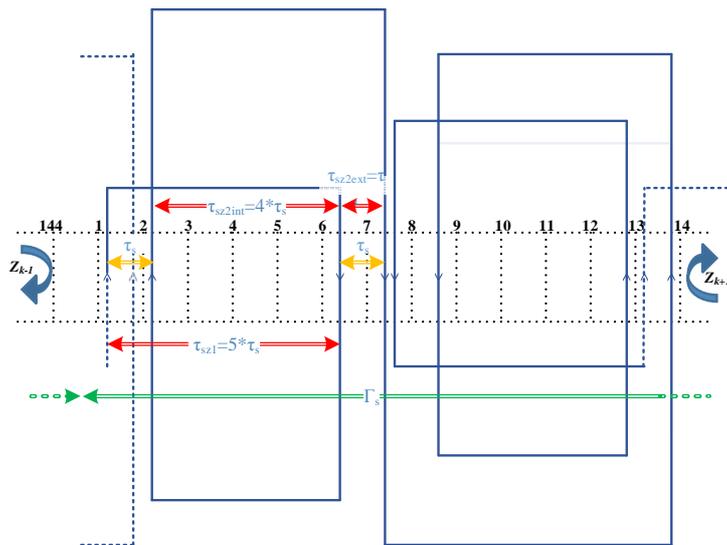


Fig. 46 Exemple de calcul de l'inductance mutuelle entre la bobine z_1 et z_2

II.3.3.2. Paramètres du rotor

Résistances de la maille du rotor

Une maille rotorique est constituée de deux barres et de deux segments de l'anneau de court-circuit. Chaque partie est caractérisée par une résistance qui peut être calculée par les équations suivantes :

Résistance des barres rotoriques :

$$R_b^r = \rho_{cu} \frac{l_r}{S_b} \quad (2.27)$$

- l_r : longueur de la barre du rotor ($224 \times 10^{-3} [m]$)
- S_b : aire de la section de la barre ($200 \times 10^{-6} [m^2]$)
- ρ_{cu} : résistivité du cuivre ($21 \cdot 10^{-9} \Omega m$ à $25^\circ C$)

Résistance de l'anneau de court-circuit :

$$R_{er}^r = \rho_{cu} \frac{l_a}{S_a} = 1.4563 \times 10^{-6} [\Omega] \quad (2.28)$$

- l_a : longueur du segment de l'anneau de court-circuit entre deux barres consécutives ($29 \times 10^{-3} [m]$)
- S_a : aire de la section d'anneau ($597.4 \times 10^{-6} [m^2]$)

Inductance propre d'entrefer de la maille

Une maille

$$L_{k,ag}^r = \left(1 - \frac{\tau_r}{\Gamma_r} \right) \frac{\mu_0 l_r \tau_r}{G} = 5.3368 \times 10^{-6} [H] \quad (2.29)$$

- k : nombre total de mailles (106)
- τ_r : pas d'une encoche du rotor ($23.8 \times 10^{-3} [m]$)
- Γ_r : circonférence du rotor ($2.6075 [m]$)
- l_r : longueur de la barre du rotor ($224 \times 10^{-3} [m]$)
- G : entrefer ($1.4 \times 10^{-3} [m]$)

Inductance de fuite d'une encoche

$$L_{k,s}^r = 2 \mu_0 l_r \frac{d_2^r}{3 w_2^r} = 4.0883 \times 10^{-7} [H] \quad (2.30)$$

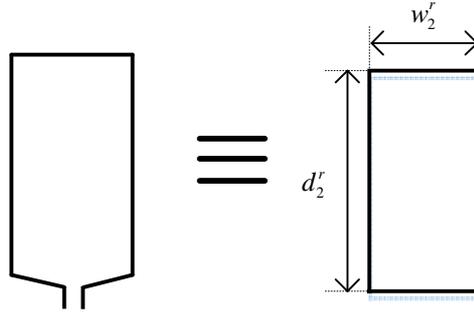


Fig. 47 Forme simplifiée d'une encoche du rotor

Inductance de fuite de tête de cage

$$L_{k,er}^r = 2\mu_0 l_{er} \lambda_{ce} = 4.0883 \times 10^{-7} [H] \quad (2.31)$$

Inductance mutuelle entre les mailles du rotor

$$L_{agk,i}^r = -\frac{\mu_0 S_f}{G} \cdot \frac{I}{Q} = -L_0 \frac{I}{Q} = -5.0826 \times 10^{-8} [H] \quad (2.32)$$

k, i : numéros des mailles (1,2,3, ... ,106)

L_0 : inductance cyclique d'entrefer du rotor ($-5.3876 \times 10^{-6} [H]$)

S_f : surface délimitée par une maille ($6 \times 10^{-3} [m^2]$)

II.3.3.3. Paramètres stator-rotor

Inductance mutuelle stator-rotor

Cette inductance représente l'inductance mutuelle entre une bobine z du stator et une maille k du rotor. La valeur est dépendante de la position relative rotor-stator. La variation de cette inductance mutuelle entre $-\pi [rad]$ et $\pi [rad]$ est représentée par un profil trapézoïdal avec une variation entre deux limites, l'une supérieure et l'autre inférieure. La valeur de ces limites dépend de l'inductance mutuelle entre une bobine statorique et une maille rotorique. Une phase est composée des 288 bobines. La valeur finale de l'inductance mutuelle sera donc donnée par la somme des inductances mutuelles entre chaque bobine et chaque maille du rotor.

Limite supérieure :

$$L_{z_i,k}^{sr} = M_1 = \mu_0 N_c I_s \frac{\tau_{r,k}}{G} \left(1 - \frac{\tau_{s,z_i}}{\Gamma^s} \right) \quad (2.33)$$

Avec : k : numéro de la maille (1,2,3 ... ,106)
 i : numéro de la bobine (1,2,3 ... ,288)
 $\tau_{s,z_i} = 5 \cdot \tau_s$

Limite inférieure :

$$L_{z_i,k}^{sr} = M_2 = -\mu_0 N_c l_s \frac{\tau_{r,k} \tau_{s,z_i}}{G \Gamma^s} \quad (2.34)$$

k : numéro de la maille (1,2,3 ... ,106)
 i : numéro de la bobine (1,2,3 ... ,288)
 $\tau_{s,z_i} = 5 \cdot \tau_s$

Pour l'étude analytique, il est usuel de ne tenir compte que du flux principal, donc le calcul de l'inductance mutuelle stator-rotor est équivalent à réduire l'induction à son fondamental et ne pas tenir compte des harmoniques de rang supérieur à 1 [POL 87].

Valeur maximale du fondamental de l'inductance mutuelle stator-rotor

Dans [82], l'inductance mutuelle stator-rotor entre la phase statorique m et la maille k $L_{m,k}^{sr}(\theta)$ est simplifiée par une forme trapézoïdale en fonction θ représentée entre $-\pi$ et $+\pi$. De ce fait $L_{m,k}^{sr}(\theta)$ est une fonction paire ; la composante b_l de la série de Fourier est donc nulle.

Pour la MAS6, la même approche est utilisée. L'inductance mutuelle stator-rotor est représentée par un profil trapézoïdal. Sachant que la MAS6 est composée de 288 bobines au stator et de 106 mailles au rotor, les inductances mutuelles stator-rotor (106 x 288) sont calculées à chaque pas de simulation en fonction de la position relative du rotor. Afin d'alléger le modèle et réduire le temps de simulation, nous ne tenons compte que de l'induction principale et donc que de l'harmonique fondamental de la mutuelle stator-rotor. La valeur maximale du fondamental (M_{max}) sera déterminée par le développement en série de Fourier.

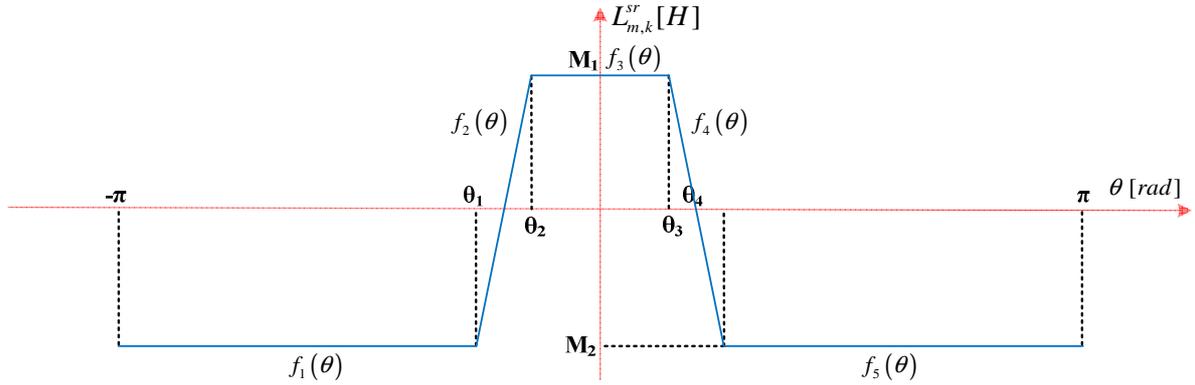


Fig. 48 Profil trapézoïdal de l'inductance mutuelle stator-rotor entre une bobine statorique et une maille rotorique

La Fig. 48 nous permet d'identifier facilement les fonctions constituant le profil de l'inductance mutuelle stator-rotor, grâce à la symétrie par rapport à l'origine :

$$\theta_3 = -\theta_2; \theta_4 = -\theta_1 \quad (2.35)$$

$$\begin{cases} f_1(\theta) = M_2 \\ f_2(\theta) = a\theta + b \\ f_3(\theta) = M_1 \\ f_4(\theta) = -a\theta + b \\ f_5(\theta) = M_2 \end{cases} \quad (2.36)$$

avec :

$$\begin{aligned} a &= \frac{M_1 - M_2}{\theta_4 - \theta_3} \\ b &= M_1 + \frac{M_1 - M_2}{\theta_4 - \theta_3} \theta_3 \end{aligned} \quad (2.37)$$

Tableau 7 Angles relatives du profil de l'inductance mutuelle stator-rotor

$\theta_1[\text{rad}]$	$\theta_2[\text{rad}]$	$\theta_3[\text{rad}]$	$\theta_4[\text{rad}]$
-0.24	-0.188	0.188	0.24

$$M_{max} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} L_{l,k}^{sr}(\theta) \cos \theta d\theta \quad (2.38)$$

$$M_{max} = \frac{1}{\pi} (M_{max1} + M_{max2} + M_{max3} + M_{max4} + M_{max5}) \quad (2.39)$$

$$\begin{cases} M_{max1} = \int_{-\pi}^{\theta_1} M_2 \cos \theta d\theta \\ M_{max2} = \int_{\theta_1}^{\theta_2} (a\theta + b) \cos \theta d\theta \\ M_{max3} = \int_{\theta_2}^{\theta_3} M_1 \cos \theta d\theta \\ M_{max4} = \int_{\theta_3}^{\theta_4} (-a\theta + b) \cos \theta d\theta \\ M_{max5} = \int_{\theta_4}^{\pi} M_2 \cos \theta d\theta \end{cases} \quad (2.40)$$

Le développement de ces équations, en utilisant la formule d'intégration du produit des deux fonctions, est le suivant :

$$\begin{cases} M_{max1} = \int_{-\pi}^{\theta_1} M_2 \cos \theta d\theta = M_2 \sin \theta_1 \\ M_{max2} = \int_{\theta_1}^{\theta_2} (a\theta + b) \cos \theta d\theta = (a\theta_2 + b) \sin \theta_2 - (a\theta_1 + b) \sin \theta_1 + a \cos \theta_2 - a \cos \theta_1 \\ M_{max3} = \int_{\theta_2}^{\theta_3} M_1 \cos \theta d\theta = M_1 (\sin \theta_3 - \sin \theta_2) \\ M_{max4} = \int_{\theta_3}^{\theta_4} (-a\theta + b) \cos \theta d\theta = (-a\theta_4 + b) \sin \theta_4 - (-a\theta_3 + b) \sin \theta_3 - a \cos \theta_4 + a \cos \theta_3 \\ M_{max5} = \int_{\theta_4}^{\pi} M_2 \cos \theta d\theta = -M_2 \sin \theta_4 \end{cases} \quad (2.41)$$

Grâce à la symétrie par rapport à l'origine de la fonction, et aux relations exprimées dans (2.35), on obtient :

$$M_{max} = \begin{bmatrix} M_2 \sin \theta_1 \\ (a\theta_2 + b) \sin \theta_2 - (a\theta_1 + b) \sin \theta_1 + a \cos \theta_2 - a \cos \theta_1 \\ M_1 (\sin \theta_3 - \sin \theta_2) \\ (-a\theta_4 + b) \sin \theta_4 - (-a\theta_3 + b) \sin \theta_3 - a \cos \theta_4 + a \cos \theta_3 \\ -M_2 \sin \theta_4 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$M_{max} = \frac{1}{\pi} \begin{bmatrix} -M_2 \sin \theta_4 \\ + (a\theta_3 - b) \sin \theta_3 - (a\theta_4 - b) \sin \theta_4 + a \cos \theta_3 - a \cos \theta_4 \\ + 2M_1 \sin \theta_3 \\ (-a\theta_4 + b) \sin \theta_4 - (-a\theta_3 + b) \sin \theta_3 - a \cos \theta_4 + a \cos \theta_3 \\ -M_2 \sin \theta_4 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$\begin{aligned} M_{max} &= \frac{2}{\pi} [-M_2 \sin \theta_4 + M_1 \sin \theta_3 - (-a\theta_3 + b) \sin \theta_3 + (-a\theta_4 + b) \sin \theta_4 + a(\cos \theta_3 - \cos \theta_4)] \\ &= 2.9[\mu H] \end{aligned} \quad (2.44)$$

Finalement, le fondamental de l'inductance mutuelle stator-rotor entre une bobine statorique et une maille rotorique est donné par :

$$L_{z,k}^{sr}(t) = M_{max} \cos[\theta_k(t) + ph(z)] \quad (2.45)$$

avec : $ph(z)$ est le déphasage électrique entre la bobine z et la première bobine
 θ_k : position du centre de la maille par rapport à la bobine z du stator

II.3.3.4. Caractéristiques électromécaniques

Couple électromécanique

Le calcul du couple électromagnétique (C_{em}) prend en compte les courants qui circulent dans les bobines du stator (i_z^s), dans les mailles rotoriques (i_k^r) et les dérivées des inductances mutuelles stator-rotor. On obtient alors:

$$C_{em} = \sum_{z=1}^Z i_z^s \sum_{k=1}^Q i_k^r \frac{dL_{z,k}^{sr}}{d\theta} \quad (2.46)$$

Equation mécanique

Le système mécanique considéré est classique, il est basé sur l'équation fondamentale de la mécanique :

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f_v \Omega = C_{em} - C_{ch} \quad (2.47)$$

avec: J - inertie (704 [kg.m²])
 f_v - frottement visqueux (21.39[N.m/rd/s])
 C_{ch} - couple de charge

II.4. Schéma du modèle de la machine en monophasé

II.4.1. Schéma monophasé équivalent

A partir du modèle *CIE* de la *MAS6*, le schéma équivalent monophasé peut être déterminé. Avec l'hypothèse que le stator et le rotor soient considérés comme étant équilibrés, le schéma monophasé équivalent peut être déduit (Fig. 49). A l'aide de ce schéma, les paramètres du schéma équivalent monophasé conventionnel peuvent être identifiés et ensuite utilisés pour le contrôle.

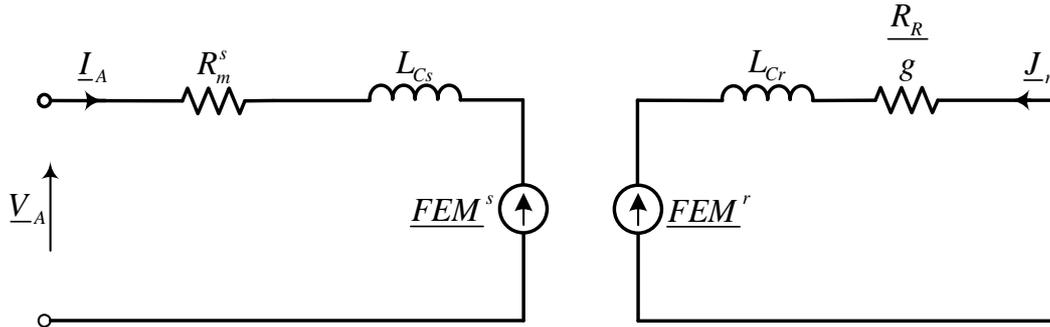


Fig. 49 Schéma monophasé équivalent [ARO 08]

- \underline{V}_A : tension de la phase A du stator
- \underline{FEM}^s : *fem* induite sur la phase A du stator par les courants rotoriques
- \underline{FEM}^r : *fem* induite sur la phase équivalente rotorique par les courants statoriques
- \underline{I}_A : courant de la phase A du stator
- \underline{J}_r : courant rotorique de la maille 1
- R_m^s : résistance statorique
- R_R : résistance apparente du rotor
- L_{Cs} : inductance cyclique du stator
- L_{Cr} : inductance cyclique du rotor
- g : glissement

Les équations des tensions statorique et rotorique sont :

$$\begin{cases} \underline{V}_A = (R_m^s + j\omega L_{Cs}) \underline{I}_A + \underline{FEM}^s \\ 0 = \underline{FEM}^r + \left(\frac{R_R}{g} + j\omega L_{Cr} \right) \underline{J}_r \end{cases} \quad (2.48)$$

II.4.1.1. Calcul des paramètres du schéma monophasé équivalent

Résistance statorique

La résistance statorique d'une phase est égale à la somme totale des résistances des 48 bobines, sa valeur est exprimée dans (2.17) :

$$R_m^s = b_l \cdot r_{sz} = b_l \cdot \rho_{cu} \frac{2N_c (l_s + l_{ib})}{S_s} = 48 \cdot 0.0053 = 0.2544 [\Omega] \quad (2.49)$$

Résistance apparente de la maille du rotor

La résistance apparente de la maille du rotor (R_R) représente la résistance équivalente de la barre (R_b^r) et de l'anneau de court-circuit (R_{er}^r). Cette résistance est calculée de la façon suivante :

$$R_R = 2R_{er}^r + 4 \sin^2 \left(\frac{p\pi}{Q} \right) R_b^r = 20.663 [\mu\Omega] \quad (2.50)$$

Inductance cyclique du stator

L'inductance cyclique du stator peut être identifiée à partir de l'équation de la tension statorique :

$$v_A = R_m^s i_A + L_{Cs} \frac{di_A}{dt} + \frac{d\phi}{dt} \quad (2.51)$$

En développant l'équation, (2.51) devient:

$$v_A = R_m^s i_A + L_{Cs1}^s \frac{di_A}{dt} + L_{Cs2}^s \frac{di_B}{dt} + L_{Cs3}^s \frac{di_C}{dt} + L_{Cs4}^s \frac{di_D}{dt} + L_{Cs5}^s \frac{di_E}{dt} + L_{Cs6}^s \frac{di_F}{dt} + \frac{d\phi}{dt} \quad (2.52)$$

Avec :

$$L_{Cs1}^s = \begin{bmatrix} L_{1,1}^s & L_{ag1,2}^s & \dots & L_{ag1,47}^s & L_{ag1,48}^s \\ L_{ag2,1}^s & L_{2,2}^s & \dots & L_{ag2,47}^s & L_{ag2,48}^s \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{ag47,1}^s & L_{ag77,2}^s & \dots & L_{47,47}^s & L_{ag47,48}^s \\ L_{ag48,1}^s & L_{ag48,2}^s & \dots & L_{ag48,47}^s & L_{48,48}^s \end{bmatrix} \quad L_{Cs2}^s = \begin{bmatrix} L_{ag1,49}^s & L_{ag1,50}^s & \dots & L_{ag1,95}^s & L_{ag1,96}^s \\ L_{ag2,49}^s & L_{ag2,50}^s & \dots & L_{ag2,95}^s & L_{ag2,96}^s \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{ag47,49}^s & L_{ag77,50}^s & \dots & L_{ag47,95}^s & L_{ag47,96}^s \\ L_{ag48,49}^s & L_{ag48,50}^s & \dots & L_{ag48,95}^s & L_{ag48,96}^s \end{bmatrix}$$

$$L_{Cs3}^s = \begin{bmatrix} L_{ag1,97}^s & L_{ag1,98}^s & \dots & L_{ag1,143}^s & L_{ag1,144}^s \\ L_{ag2,97}^s & L_{ag2,98}^s & \dots & L_{ag2,143}^s & L_{ag2,144}^s \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{ag47,97}^s & L_{ag77,98}^s & \dots & L_{ag47,143}^s & L_{ag47,144}^s \\ L_{ag48,97}^s & L_{ag48,98}^s & \dots & L_{ag48,143}^s & L_{ag48,144}^s \end{bmatrix} \quad L_{Cs4}^s = \begin{bmatrix} L_{ag1,145}^s & L_{ag1,146}^s & \dots & L_{ag1,191}^s & L_{ag1,192}^s \\ L_{ag2,145}^s & L_{ag2,146}^s & \dots & L_{ag2,191}^s & L_{ag2,192}^s \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{ag47,145}^s & L_{ag77,146}^s & \dots & L_{ag47,191}^s & L_{ag47,192}^s \\ L_{ag48,145}^s & L_{ag48,146}^s & \dots & L_{ag48,191}^s & L_{ag48,192}^s \end{bmatrix}$$

$$L_{Cs5}^s = \begin{bmatrix} L_{ag1,193}^s & L_{ag1,194}^s & \dots & L_{ag1,239}^s & L_{ag1,240}^s \\ L_{ag2,193}^s & L_{ag2,194}^s & \dots & L_{ag2,239}^s & L_{ag2,240}^s \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{ag47,193}^s & L_{ag77,194}^s & \dots & L_{ag47,239}^s & L_{ag47,240}^s \\ L_{ag48,193}^s & L_{ag48,194}^s & \dots & L_{ag48,239}^s & L_{ag48,240}^s \end{bmatrix} \quad L_{Cs6}^s = \begin{bmatrix} L_{ag1,241}^s & L_{ag1,242}^s & \dots & L_{ag1,287}^s & L_{ag1,288}^s \\ L_{ag2,241}^s & L_{ag2,242}^s & \dots & L_{ag2,287}^s & L_{ag2,288}^s \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{ag47,241}^s & L_{ag77,242}^s & \dots & L_{ag47,287}^s & L_{ag47,288}^s \\ L_{ag48,241}^s & L_{ag48,242}^s & \dots & L_{ag48,287}^s & L_{ag48,288}^s \end{bmatrix}$$

En prenant en compte la répartition des bobines présentée sur la plan de bobinage (Fig. 36) on peut dire que :

$$\begin{cases} L_{Cs2}^s = L_{Cs6}^s \\ L_{Cs3}^s = L_{Cs5}^s \end{cases} \quad (2.53)$$

En les remplaçant dans (2.52), l'équation devient :

$$v_A = R_m^s i_A + L_{Cs1}^s \frac{di_A}{dt} + L_{Cs2}^s \frac{d(i_B + i_F)}{dt} + L_{Cs3}^s \frac{d(i_C + i_E)}{dt} + L_{Cs4}^s \frac{di_D}{dt} + \frac{d\phi}{dt} \quad (2.54)$$

On peut déduire que :

$$i_D = -i_A \quad (2.55)$$

$$i_B + i_F = i_A \quad (2.56)$$

$$i_C + i_E = -i_A \quad (2.57)$$

A partir des équations (2.53), (2.55), (2.56) et (2.57) l'équation de la tension v_A (2.52) devient :

$$v_A = R_m^s i_A + \left(L_{Cs1}^s + L_{Cs2}^s - L_{Cs3}^s - L_{Cs4}^s \right) \frac{di_A}{dt} + \frac{d\phi}{dt} \quad (2.58)$$

En utilisant (2.18) et (2.22) :

$$\begin{aligned} L_{l,1}^s &= L_{l,ag}^s + L_{l,s}^s + L_{l,ce}^s = 0.3369 [mH] \\ L_{ag1,2}^s &= 0.2436 [mH] \end{aligned} \quad (2.59)$$

En identifiant les paramètres dans l'équation (2.51), et grâce à l'automatisation du calcul de la matrice des inductances, on peut déduire l'inductance cyclique du stator, :

$$L_{Cs} = L_m^s + L_{fuite}^s = 27.7 [mH] \quad (2.60)$$

$$L_m^s = \left\{ \begin{array}{l} \left(L_{1,1}^s + L_{2,2}^s + \dots + L_{48,48}^s \right) + 2 * \left(L_{ag1,2}^s + L_{ag2,3}^s + \dots + L_{ag47,48}^s \right) + \\ \left(\begin{array}{l} L_{ag1,97}^s + L_{ag1,98}^s + \dots L_{ag1,144}^s + \\ L_{ag2,97}^s + L_{ag2,98}^s + \dots L_{ag2,144}^s + \\ \dots \dots \dots \\ L_{ag48,97}^s + L_{ag48,98}^s + \dots L_{ag48,144}^s \end{array} \right) - \left(\begin{array}{l} L_{ag1,145}^s + L_{ag1,146}^s + \dots L_{ag1,192}^s + \\ L_{ag2,145}^s + L_{ag2,146}^s + \dots L_{ag2,192}^s + \\ \dots \dots \dots \\ L_{ag48,145}^s + L_{ag48,146}^s + \dots L_{ag48,192}^s \end{array} \right) \end{array} \right. = 26.3 [mH]$$

d'après les équations (2.20) et (2.21), l'inductance totale de fuite est donnée comme suit :

$$L_{fuite} = b_l \left(L_{l,s}^s + L_{l,ce}^s \right) = 1.4 [mH] \quad (2.61)$$

Avec b_l est le nombre de bobines par phase statorique ($b_l = 48$).

Inductance cyclique du rotor

L'inductance cyclique du rotor (L_{Cr}) représente la somme de l'inductance cyclique d'entrefer (2.32), et de l'inductance apparente de la maille rotorique. Cette inductance équivalente prend en compte les inductances de la barre rotorique (L_b^r) et de l'anneau de court-circuit (L_{er}^r).

$$L_{Cr} = L_R + L_0 = 5.5962 [\mu H] \quad (2.62)$$

où:

$$L_R = 2L_{er}^r + 4 \sin^2\left(\frac{p\pi}{Q}\right) L_b^r = 0.2086 [\mu H] \quad (2.63)$$

$$L_0 = 5.3876 [\mu H]$$

Fem induite au rotor par les courants statoriques

La fem induite au rotor par le courant de la phase A du stator est donnée par :

$$\underline{fem}^r = j\omega_s \frac{m}{2} M_{max} \underline{I}_A \quad (2.64)$$

Fem induite au stator par les courants rotoriques

La fem induite au stator par le courant d'une maille rotorique est donnée par :

$$fem^s(t) = \frac{d\phi_A^s(t)}{dt} \quad (2.65)$$

$$\underline{fem}^s = j\omega_r \frac{Q}{2} M_{max} \underline{J}_r \quad (2.66)$$

Les équations des tensions exprimées dans (2.48) deviennent:

$$\begin{cases} \underline{V}_A = (R_m^s + j\omega_s L_{Cs}) \underline{I}_A + j\omega_r \frac{Q}{2} M_{max} \underline{J}_r \\ 0 = j\omega_s \frac{q}{2} M_{max} \underline{I}_A + \left(\frac{R_R}{g} + j\omega_r L_{Cr}\right) \underline{J}_r \end{cases} \quad (2.67)$$

Les paramètres identifiés du schéma équivalent sont les suivantes :

$$\begin{cases} R_m^s = b_l \cdot r_{sz} = b_l \cdot \rho_{cu} \frac{2N_c (l_s + l_{tb})}{S_s} = 48 \cdot 0.0053 = 0.2544 [\Omega] \\ R_R = 2R_{er}^r + 4 \sin^2\left(\frac{p\pi}{Q}\right) R_b^r = 20.663 [\mu\Omega] \\ L_{Cs} = L_{fuite}^s + L_m^s = 1.4 + 26.3 = 27.7 [mH] \\ L_{Cr} = L_R + L_0 = 0.2086 + 5.3876 = 5.5962 [\mu H] \\ \underline{FEM}^s = j\omega_r \frac{Q}{2} M_{max} \underline{J}_r \\ \underline{FEM}^r = j\omega_s \frac{m}{2} M_{max} \underline{I}_A \end{cases} \quad (2.68)$$

II.4.2. Passage au schéma monophasé équivalent conventionnel

Les équations et leurs paramètres du schéma équivalent monophasé identifiés précédemment vont servir à calculer les paramètres du schéma conventionnel. Ce schéma avec les paramètres (Fig.50) est décrit ci-après :

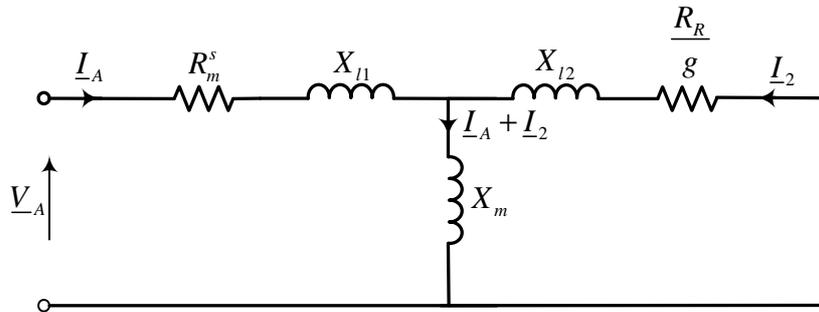


Fig. 50 Schéma monophasé équivalent conventionnel

- \underline{V}_A : tension de la phase A du stator
- \underline{I}_A : courant de la phase A du stator
- \underline{I}_2 : courant rotorique ramené au stator
- R_m^s : résistance statorique
- R_2 : résistance rotorique ramenée au stator
- X_m : réactance magnétisante
- X_{l1} : réactance de fuite du stator
- X_{l2} : réactance de fuite du rotor ramenée au stator
- g : glissement

Les équations des tensions du stator et du rotor sont :

$$\begin{cases} \underline{V}_A = (R_m^s + jX_{l1})\underline{I}_A + jX_m\underline{I}_2 \\ 0 = jX_m\underline{I}_A + \left(\frac{R_2}{g} + jX_{l2}\right)\underline{I}_2 \end{cases} \quad (2.69)$$

où:

$X_1 = X_{l1} + X_m$ est la réactance propre du stator

$X_2 = X_{l2} + X_m$ est la réactance propre du rotor ramenée au stator

Si dans l'équation (2.48), le courant rotorique \underline{I}_r est considéré égal à $A_1\underline{I}_2$, où A_1 représente le coefficient de transfert, et si l'équation du rotor est multipliée par le coefficient A_2 , alors (2.48) devient :

$$\begin{cases} \underline{V}_A = \left(R_m^s + j\omega_s L_{Cs} \right) \underline{I}_A + j\omega_s \frac{Q}{2} M_{max} A_1 \underline{I}_2 \\ 0 = j\omega_s \frac{m}{2} M_{max} A_2 \underline{I}_A + \left(\frac{R_R}{g} + j\omega_s L_{Cr} \right) A_1 A_2 \underline{I}_2 \end{cases} \quad (2.70)$$

Les deux systèmes d'équations (2.69) et (2.70) peuvent nous conduire à l'identification des paramètres :

$$X_m = \omega_s \frac{Q}{2} M_{max} A_1 = \omega_s \frac{m}{2} M_{max} A_2 \quad (2.71)$$

où:

$$\begin{cases} X_m = \omega_s L_m^s = 0.344 [H] \\ A_1 = \frac{2 X_m}{\omega_s M_{max} Q} = 170.33 \\ A_2 = \frac{Q}{m} A_1 = 3009.2 \end{cases} \quad (2.72)$$

Avec les paramètres identifiés, le système (2.70), peut s'écrire :

$$\begin{cases} \underline{V}_A = \left(R_m^s + j\omega_s L_{Cs} \right) \underline{I}_A + j\omega_s X_m \underline{I}_2 \\ 0 = jX_m \underline{I}_A + \left(\frac{R_R}{g} + j\omega_s L_{Cr} \right) \frac{Q}{m} A_1^2 \underline{I}_2 \end{cases} \quad (2.73)$$

Finalement, le système obtenu dans (2.73) nous permet d'identifier les paramètres du schéma équivalent monophasé conventionnel de la MAS6. Ces paramètres (2.74) sont calculés à partir des paramètres du modèle CIE.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 X_m = \omega_s L_m^s = 0.3443 [\Omega] \\
 A_I = \frac{2 X_m}{\omega_s M_{max} Q} = 170.33 \\
 R_2 = R_R \frac{Q}{m} A_I^2 = 10.59 [\Omega] \\
 X_{l1} = \omega_s L_{fuite}^s = 0.0183 [\Omega] \\
 X_{l2} = \omega_s L_R \frac{Q}{m} A_I^2 = 1.4 [\Omega] \\
 X_1 = X_{l1} + X_m = \omega L_1 = 0.363 [\Omega] \\
 X_2 = X_{l2} + X_m = \omega L_2 = 1.74 [\Omega]
 \end{array} \right. \quad (2.74)$$

II.5. Simulation numérique du modèle CIE

Dans les parties précédentes, la modélisation avec la méthode des « *Circuits Internes Equivalents (CIE)* » a été présentée. Cette représentation fine de la machine est très complexe puisqu'elle nécessite la modélisation de toutes les bobines élémentaires constituant le stator, et les mailles constituant le rotor. De plus, l'interaction entre les 288 bobines statoriques et les 106 mailles rotoriques est prise en compte. A cette complexité s'ajoute le bobinage spécial de la MAS6 qui est réalisé en quatre couches. Ceci augmente évidemment la quantité des calculs à faire.

Le calcul des paramètres électriques du modèle de la MAS6 est une tâche lourde. Des algorithmes et des fonctions ont donc été créés sous le logiciel *Matlab*[®] afin d'automatiser entièrement ce calcul. Il est à noter que les fonctions développées peuvent être utilisées pour n'importe quel type de bobinage afin d'identifier les paramètres du modèle CIE d'une machine asynchrone. Ces paramètres sont calculés hors ligne et sont ensuite intégrés dans le modèle de la MAS6 conçu grâce au logiciel *Simulink*[®]/*Matlab*[®].

II.5.1. Présentation du modèle de simulation

Pour l'implantation du modèle CIE sous *Matlab/Simulink*[®], la bibliothèque *Simscape/SimPowerSystem*[®] est utilisée. La première étape consiste à calculer les paramètres électriques de la machine. En effet, à partir des données géométriques de la machine, un programme regroupant toutes les formules de calcul des paramètres décrites dans la section II.3.

Les paramètres du modèle de simulation peuvent être groupés dans deux grandes familles : les paramètres constants et les paramètres variables.

II.5.1.1. Paramètres constants du modèle

Les paramètres du modèle de simulation classés dans cette première famille sont présents à la fois dans la partie du rotor et dans celle du stator. Les valeurs des résistances des conducteurs, des inductances propres et des inductances mutuelles entre les bobines statoriques sont définies. Ces paramètres sont utilisés dans un seul bloc appelé « *Mutual inductance* ». Ce bloc réalise un couplage magnétique entre les bobines, en précisant la résistance, l'inductance propre à chaque bobine et les inductances mutuelles entre bobines. La taille des deux matrices, résistances et inductances est de 288 lignes par 288 colonnes. Dans la Fig.51, l'image du bloc « *Mutual inductance* » pour trois bobines est présentée.

II.5.1.2. Paramètres variables du modèle

L'interaction entre le rotor et le stator est variable dans le temps et dépend de la position relative stator-rotor. Les grandeurs, comme les inductances mutuelles entre les bobines statoriques et les mailles du rotor, sont considérées comme des paramètres variables. A partir des courants issus des blocs « *Current Measurement* », les *fem* statoriques et rotoriques sont calculés et générées à partir des blocs nommés « *Controlled Voltage Source* » (Fig. 52).

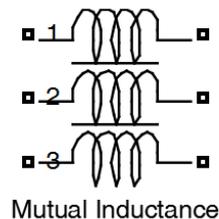


Fig. 51 Bloc « *Mutual inductance* » pour trois bobines

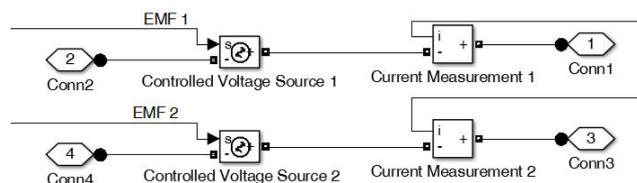


Fig. 52 Détail de l'implantation des paramètres variables

II.5.1.3. Modèle complet de simulation de la MAS6

Le modèle complet de la MAS6 réalisé sous *Matlab/Simulink*[®] est présenté dans la Fig. 53. Le stator est alimenté par une source de tension sinusoïdale hexaphasée dont le déphasage entre phases est de 60°. L'alimentation est introduite dans le circuit électrique de la machine à l'aide du bloc « *Controlled Voltage Source* » dans le bloc du stator.

Une des 106 mailles rotoriques est représentée dans la Fig. 54. On peut remarquer la simplicité du modèle, le circuit est formé par les deux parties de l'anneau de court-circuit (R_{er} et L_{er}) et d'une barre (R_{br} et L_{br}). Le grand avantage de cette modélisation est la possibilité de mesure des grandeurs en temps réel par l'introduction de blocs de mesure.

II.5.1.4. Résultats de simulations de la MAS6

Le modèle *CIE* de la machine, implémenté dans l'environnement *MATLAB/Simulink*[®], a été simulé à vide et en charge nominale afin de valider les valeurs nominales (230V-32,2A-125tr/min). Pour la partie mécanique, l'inertie et le coefficient de frottement utilisés dans la simulation correspondent à l'ensemble du banc d'essai où la machine est installée. Pour le moment, les limitations du courant des onduleurs n'autorisent des essais expérimentaux dans les conditions nominales. C'est pourquoi une méthode de contrôle des courants servira à prouver l'exactitude du modèle proposé.

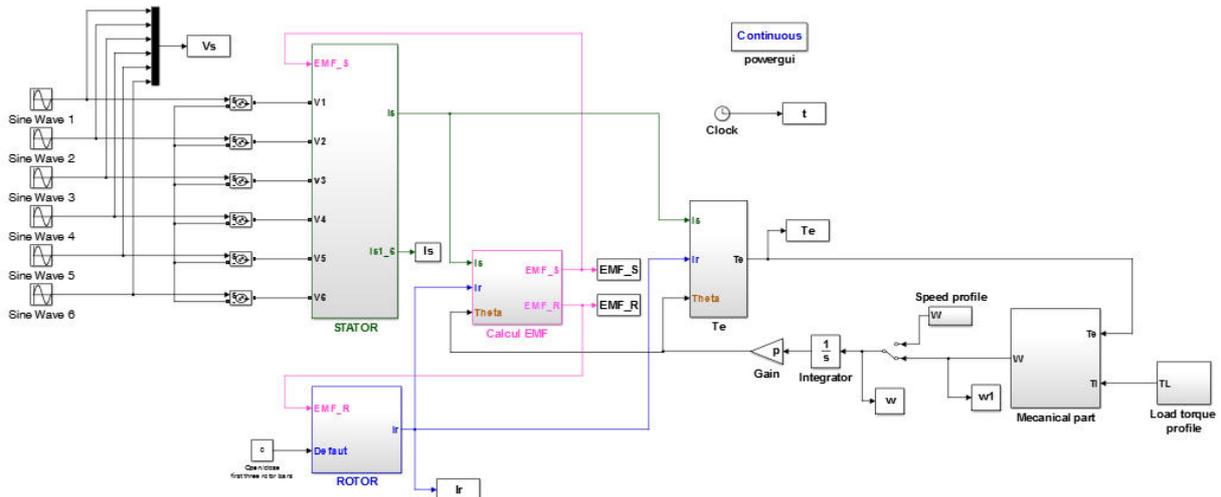


Fig. 53 Schéma global de simulation du modèle *CIE* de la MAS6

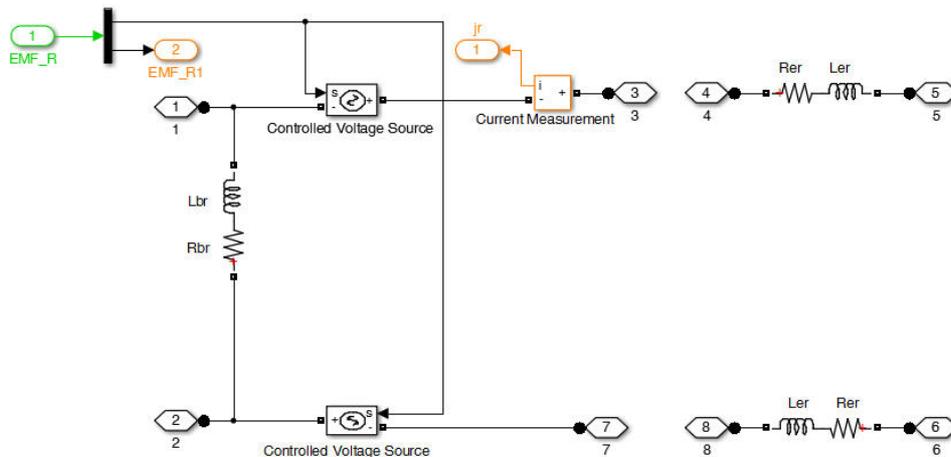


Fig. 54 Modèle d'une maille rotorique sous *Simulink*[®]

Les résultats de simulation sont présentés dans les figures suivantes (Fig. 56 - Fig. 59). La machine a été simulée en mode génératrice avec un pas de simulation de 10^{-5} s. Nous remarquons que les grandeurs simulées sont proches des paramètres nominaux de la génératrice. Durant un l'intervalle allant de 0s à 4s, la génératrice a été entraînée jusqu'à $124.3tr/min$, ce qui correspond à la vitesse du synchronisme (stator) de $156.2rad/s$. Au moment des 4s, un couple de charge négatif a été appliqué. La valeur du couple appliqué correspond au couple nominal en mode génératrice de $-2350Nm$.

La Fig. 55 représente les courants statoriques. Le temps du régime transitoire pour le démarrage a été évalué à 1s sachant qu'au début de la simulation, la vitesse de la machine n'est fixée à 0 rad/s. Dans le régime permanent et à vide, la valeur *RMS* du courant statorique est d'environ 17.2A et à la charge nominale ce courant est égal à 31.9A. Le couple électromagnétique est présenté dans la Fig. 56. On peut constater que sa valeur atteint $280Nm$ à vide et $2630Nm$ en pleine charge. La vitesse du rotor (Fig. 57) à vide est de $124.2tr/min$ et à la charge nominale est de $125,1tr/min$.

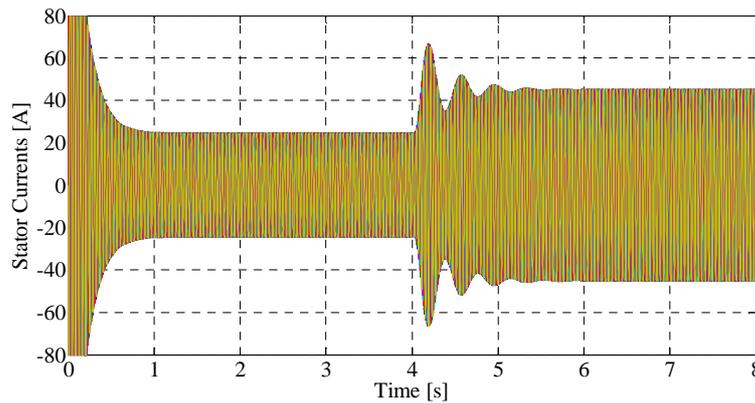


Fig. 55 Courants statoriques

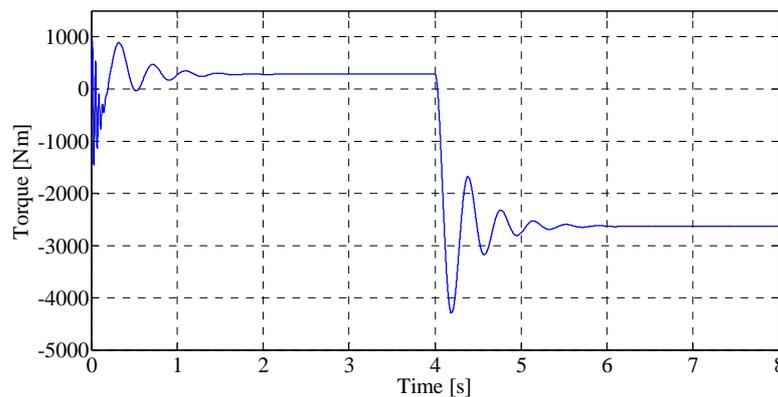


Fig. 56 Couple électromagnétique

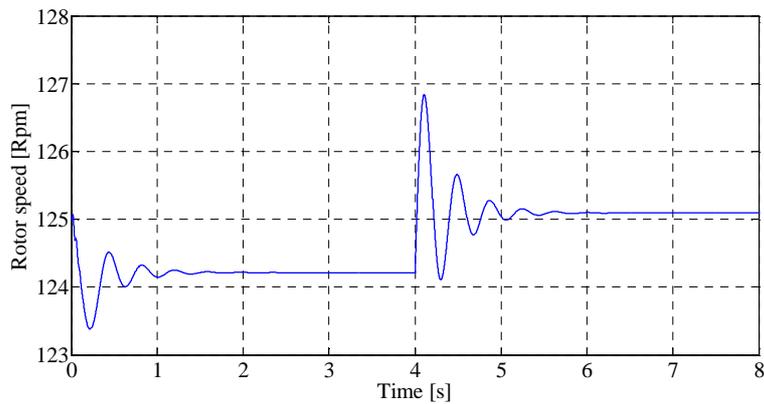


Fig. 57 Vitesse du rotor

Un des grands avantages du modèle proposé est qu'il nous permet de mesurer les valeurs électriques dans chaque partie de la machine y compris les courants rotoriques qui ne sont pas mesurables expérimentalement. Les courants rotoriques de chaque barre du rotor sont présentées dans la Fig. 58. On constate qu'à la charge nominale (entre 4s à 14s), la valeur *RMS* est égale à 1046A. Pour cette valeur, la période est d'environ 6,34s, ce qui correspond à une fréquence de 0,177Hz. ($f_r = g \cdot f_s$ avec $g = 0,0063$ et $f_s = 24,86\text{Hz}$).

II.6. Conclusion

Tout au long de ce chapitre II, l'étude et la modélisation d'un prototype d'une génératrice hexaphasée de 24kW a été présentée. La méthode des « *Circuits Internes Equivalents* » est choisie pour réaliser une modélisation fine, bobine par bobine au stator et maille par maille au rotor.

Les paramètres électriques du modèle de la machine sont calculés en fonction des caractéristiques géométriques, électriques (type de bobinage) et mécaniques de cette machine. La complexité de cette machine (multiphasée, grand nombre de paires de pôles et bobinage à plusieurs

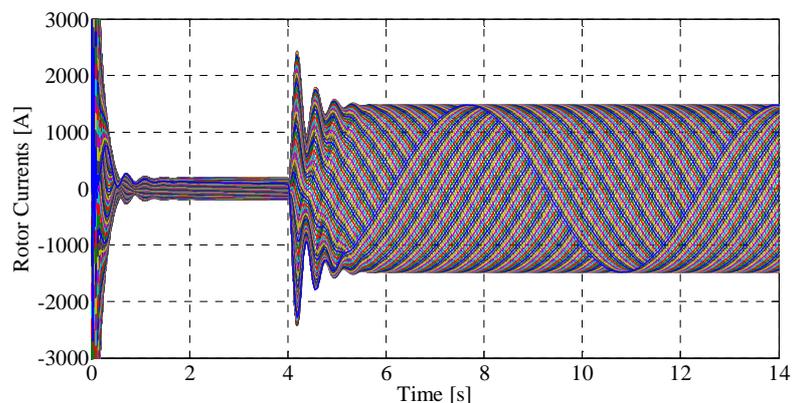


Fig. 58 Courants rotoriques

couches) a alourdi le calcul des paramètres et la conception du modèle. Des algorithmes permettant d'automatiser le calcul des paramètres de ce modèle ont été créés. Ils permettront de généraliser le calcul des paramètres à partir des données géométriques de n'importe quelle machine asynchrone.

Le schéma monophasé équivalent de la machine à induction hexaphasée a été déterminé en utilisant les paramètres du modèle *CIE*. Ce schéma nous a permis de faire une analyse en statique pour déterminer les grandeurs électriques telles que les courants du stator et du rotor en régime permanent à vide et en charge nominale.

Le schéma monophasé conventionnel de la machine est également déterminé. A partir des paramètres du modèle *CIE*, les paramètres du schéma monophasé conventionnel ont été calculés.

Le modèle *CIE* de la machine a été implanté grâce au logiciel *Matlab/Simulink*[®]. Des résultats de simulation dynamique sont présentés pour deux points de fonctionnement, à vide et en charge nominale. Les valeurs obtenues pour le régime permanent à vide et pour le régime en charge, sont très proches de celles révélées par les calculs théoriques résultant du schéma monophasé. En régime nominal, les résultats sont très proches des caractéristiques nominales de la machine.

Chapitre III Etude de la commande de la GAS6

III.1. Introduction

Comme pour tout procédé à piloter, la commande appliquée à un système de type éolien est définie selon la structure de la chaîne de conversion et du type d'utilisation de l'énergie.

Pour des systèmes éoliens à vitesse variable qui sont directement connectés au réseau (Fig. 59), l'objectif de la commande consiste à produire un maximum de puissance active et dans le même temps de contrôler la puissance réactive absorbée. Le redresseur commandé (coté machine) est utilisé pour contrôler le couple ou la vitesse pour extraire le maximum de puissance possible. L'onduleur (coté réseau) sert à contrôler la tension du bus continu et à minimiser la puissance réactive.

Dans ce chapitre la commande du prototype de génératrice asynchrone à cage hexaphasée (GAS6) sera étudiée pour une configuration raccordée au réseau public et quatre aspects principaux seront traités à savoir :

- ✓ La modélisation de la machine pour une approche commande
- ✓ Le principe de la commande
- ✓ La gestion de flux de puissance
- ✓ La validation expérimentale

III.2. Modèle de commande de la GAS6

Une machine asynchrone à six phases, quelle que soit sa configuration (symétrique ou asymétrique), peut être modélisée en considérant le stator et le rotor comme des systèmes à six dimensions [BET14]. Par conséquent, la commande d'un tel système dans le référentiel naturel est très difficile voire impossible. Pour cette raison, il est nécessaire d'obtenir un modèle simplifié pour la commande et le système naturel de la machine à six dimensions peut être décomposé en

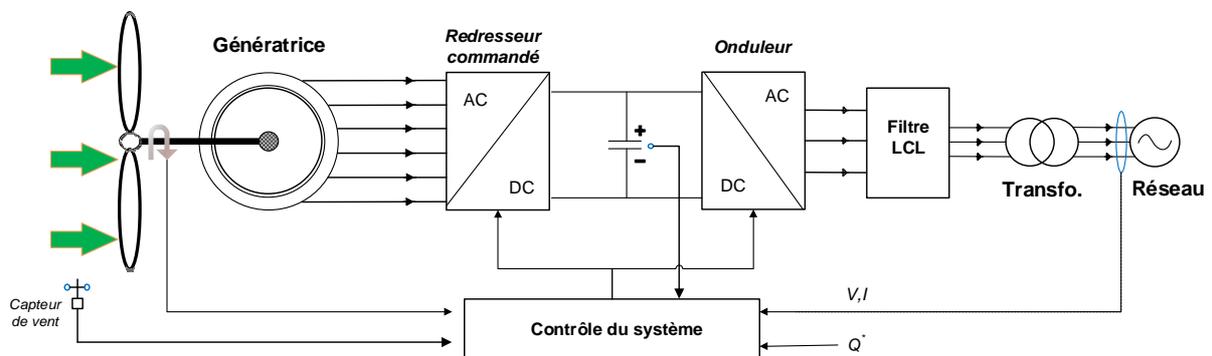


Fig. 59 Structure d'une chaîne de conversion de l'énergie de type éolien raccordé au réseau

trois sous-espaces orthogonaux bi-dimensionnels en utilisant une matrice de transformation [LEV13, LEV16] que nous allons présenter dans la partie suivante.

III.2.1. Transformations des repères

L'identification des paramètres du schéma monophasé de la machine suite aux essais est nécessaire afin d'obtenir les paramètres des modèles quadratiques ($\alpha\beta$ et dq) de celle-ci. En effet, la détermination des régulateurs permettant la génération électrique repose sur ces modèles. Aussi, dans cette partie, le passage des paramètres du schéma monophasé entre l'espace naturel et l'espace quadratique - repère fixe ($\alpha\beta$) - est introduit.

Du point de vue de l'implémentation de la commande, comme par exemple celle à orientation du flux rotorique, les principes de base restent inchangés entre une machine classique triphasée et une machine hexaphasée [BAG99]. En effet, la commande étant effectuée sur deux axes, une matrice de transformation de dimension 3x3 (T_3) est employée pour une machine triphasée tandis qu'une matrice 6x6 (T_6) est utilisée pour une machine hexaphasée comme exprimée en (3.1). Sachant que toute la puissance des six phases (X_{1-6}) va être transformée sur les deux axes ($\alpha\beta$), le sous-espace z (X_{z1-4}) est l'équivalent la composante homopolaire.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_{z3} \\ X_{z4} \end{bmatrix} = T_6 \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \\ X_5 \\ X_6 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

La matrice de transformation de Clarke présentée dans (3.3) assure la conservation des puissances lors de la transformation des repères. L'angle θ_k représente alors le déphasage de la phase k , défini par :

$$\theta_k = (k-1) \cdot \theta \quad (3.2)$$

avec:

k : le numéro de la phase (1-6)

θ : angle déphasage entre deux phases consécutives $\frac{\pi}{3}$

$$T_6 = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \cos \theta_2 & \cos \theta_3 & \cos \theta_4 & \cos \theta_5 & \cos \theta_6 \\ \sin \theta_1 & \sin \theta_2 & \sin \theta_3 & \sin \theta_4 & \sin \theta_5 & \sin \theta_6 \\ \cos 2\theta_1 & \cos 2\theta_2 & \cos 2\theta_3 & \cos 2\theta_4 & \cos 2\theta_5 & \cos 2\theta_6 \\ \sin 2\theta_1 & \sin 2\theta_2 & \sin 2\theta_3 & \sin 2\theta_4 & \sin 2\theta_5 & \sin 2\theta_6 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Les grandeurs électriques peuvent être déterminées sous différents repères en choisissant la position appropriée comme l'illustre dans la Fig.60. Ainsi, on pourra les exprimer dans :

- Le repère naturel $ABCDEF$ (stationnaire) quand $\theta_A = 0$;
- Le repère fixe $\alpha\beta$: statorique ($\theta_\alpha^s = 0$) et rotorique ($\theta_\alpha^r = \theta_r$)
- Le repère lié au champ tournant dq (synchrone) quand $\theta_d = \theta_s$

Le passage entre le repère fixe statorique $\alpha\beta$ au repère lié au champ statorique dq est réalisé à l'aide de la matrice de rotation connue sous le nom de transformation de Park modifiée :

$$R(\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Pour déterminer les paramètres de la MAS_6 dans le repère quadratique fixe $\alpha\beta$ ou dans le

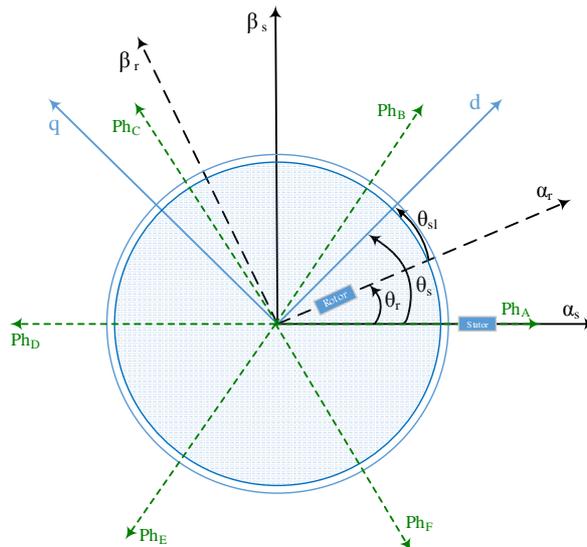


Fig. 60 Représentation des différents repères des grandeurs électriques

repère quadratique lié au champ tournant (dq), il faut d'abord identifier les paramètres de la machine.

III.2.2. Du modèle hexaphasé au modèle biphasé

Pour modéliser la machine, quelques hypothèses simplificatrices sont nécessaires. Ainsi, les enroulements de la machine seront supposés répartis sinusoidalement, les inductances de fuite mutuelles seront négligées, la saturation magnétique, les pertes par hystérésis, par courants de Foucault, l'effet pelliculaire et l'influence de la température sur la variation de résistance seront négligés.

De même, les phases statoriques sont considérées décalées électriquement de 60 degrés avec une résistance R_s . La cage rotorique est également considérée avec six enroulements décalés de 60 degrés avec une résistance R_r . Les équations de tension seront alors exprimées telles que:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt} \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d[\psi_r]}{dt} \end{cases} \quad (3.5)$$

$$\begin{cases} [\psi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [L_{sr}] \cdot [I_r] \\ [\psi_r] = [L_{sr}]^T \cdot [I_s] + [L_{rr}] \cdot [I_r] \end{cases} \quad (3.6)$$

avec:

$$[V_s] = [v_{sa} \quad v_{sb} \quad v_{sc} \quad v_{sd} \quad v_{se} \quad v_{sf}]^T - \text{vecteur des tensions statoriques}$$

$$[I_s] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc} \quad i_{sd} \quad i_{se} \quad i_{sf}]^T - \text{vecteur des courants statoriques} \quad (3.7)$$

$$[I_r] = [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc} \quad i_{rd} \quad i_{re} \quad i_{rf}]^T - \text{vecteur courants rotoriques}$$

$$[R_s] = \text{diag}(r_s) - \text{matrice résistances statoriques}$$

$$[R_r] = \text{diag}(r_r) - \text{matrice résistances rotoriques} \quad (3.8)$$

$$[L_{ss}] = \text{diag}(l_{ls}) + l_m \cdot [A(0)] - \text{matrice inductances statoriques}$$

$$[L_{rr}] = \text{diag}(l_{lr}) + l_m \cdot [A(0)] - \text{matrice inductances rotoriques}$$

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} l_{maa}^{sr} & l_{mab}^{sr} & l_{mac}^{sr} & l_{mad}^{sr} & l_{mae}^{sr} & l_{maf}^{sr} \\ l_{mba}^{sr} & l_{mbb}^{sr} & l_{mbc}^{sr} & l_{mbd}^{sr} & l_{mbe}^{sr} & l_{mbf}^{sr} \\ l_{mca}^{sr} & l_{mcb}^{sr} & l_{mcc}^{sr} & l_{mcd}^{sr} & l_{mce}^{sr} & l_{mcf}^{sr} \\ l_{mda}^{sr} & l_{mdb}^{sr} & l_{mdc}^{sr} & l_{mdd}^{sr} & l_{mde}^{sr} & l_{mdf}^{sr} \\ l_{mea}^{sr} & l_{meb}^{sr} & l_{mec}^{sr} & l_{med}^{sr} & l_{mee}^{sr} & l_{mef}^{sr} \\ l_{mfa}^{sr} & l_{mfb}^{sr} & l_{mfc}^{sr} & l_{mfd}^{sr} & l_{mfe}^{sr} & l_{mff}^{sr} \end{bmatrix} + l_m [A(\theta)] - \text{matrice inductances mutuelles stator-rotor}$$

(3.9)

$$[A(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_3) & \cos(\theta_4) & \cos(\theta_5) & \cos(\theta_6) \\ \cos(\theta_6) & \cos(\theta_1) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_3) & \cos(\theta_4) & \cos(\theta_5) \\ \cos(\theta_5) & \cos(\theta_6) & \cos(\theta_1) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_3) & \cos(\theta_4) \\ \cos(\theta_4) & \cos(\theta_5) & \cos(\theta_6) & \cos(\theta_1) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_3) \\ \cos(\theta_3) & \cos(\theta_4) & \cos(\theta_5) & \cos(\theta_6) & \cos(\theta_1) & \cos(\theta_2) \\ \cos(\theta_2) & \cos(\theta_3) & \cos(\theta_4) & \cos(\theta_5) & \cos(\theta_6) & \cos(\theta_1) \end{bmatrix}$$

l_m : inductance magnétisante

l_s : inductance de fuite statorique

l_r : inductance de fuite rotorique.

Le couple électromagnétique est alors donné par l'expression de la dérivation de la coénergie :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i]^T \left(\frac{\partial}{\partial \theta_r} [L] \right) [i] \quad (3.10)$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix}$$

$$[i] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}$$

III.2.2.1. Modèle dans l'espace $\alpha\beta z$

Pour obtenir le modèle de la GAS6 dans le repère orthogonal, la matrice T_6 (3.3) est appliquée aux équations des tensions exprimées (3.5). Les équations de la machine seront alors réparties dans trois sous-espaces ($\alpha\beta$), ($z1z2$) et ($z3z4$).

$$\begin{aligned}
 [T_6][V_s] &= \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} & v_{sz_1} & v_{sz_2} & v_{sz_3} & v_{sz_4} \end{bmatrix}^T \\
 [T_6][I_s] &= \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & i_{sz_1} & i_{sz_2} & i_{sz_3} & i_{sz_4} \end{bmatrix}^T \\
 [T_6][I_r] &= \begin{bmatrix} i_{r\alpha_r} & i_{r\beta_r} & i_{rz_{1r}} & i_{rz_{2r}} & i_{rz_{3r}} & i_{rz_{4r}} \end{bmatrix}^T
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

Toute la conversion électromécanique est réalisée dans le repère $(\alpha\beta)$, et le sous-espace z ((z_1z_2) et (z_3z_4)) est relatif aux pertes. Les vecteurs de l'espace (z_1z_2) et (z_3z_4) sont orthogonaux entre eux et orthogonaux aux vecteurs de l'espace $(\alpha\beta)$:

$$\begin{cases} [z_3]^T [z_1] = [z_3]^T [z_2] = 0 \\ [z_4]^T [z_1] = [z_4]^T [z_2] = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} [\alpha_s]^T [z_1] = [\alpha_s]^T [z_2] = 0 \\ [\beta_s]^T [z_1] = [\beta_s]^T [z_2] = 0 \\ [z_1]^T [z_2] = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} [z_3]^T [\alpha_s] = [z_3]^T [\beta_s] = 0 \\ [z_4]^T [\alpha_s] = [z_4]^T [\beta_s] = 0 \\ [z_3]^T [z_4] = 0 \end{cases} \tag{3.12}$$

Aussi, les équations statoriques et rotoriques des tensions de la machine dans l'espace $\alpha\beta$ deviennent les suivantes :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha_r} \\ i_{r\beta_r} \end{bmatrix} \right) \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha_r} \\ i_{r\beta_r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_2 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha_r} \\ i_{r\beta_r} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) \end{cases} \tag{3.13}$$

Où L_1 et L_2 sont les inductances propres du stator et rotor et M l'inductance mutuelle stator-rotor.

Pour éliminer les expressions trigonométriques, les transformations (3.14) sont appliquées aux équations (3.13).

$$\begin{cases} [T_s^r(\theta_r)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} i_{s\alpha_r} \\ i_{s\beta_r} \end{bmatrix} = [T_s^r(\theta_r)] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \\ [T_r^s(\theta_r)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = [T_r^s(\theta_r)] \begin{bmatrix} i_{r\alpha_r} \\ i_{r\beta_r} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{3.14}$$

où $\theta_r = \int \omega_r dt$ est la position rotorique et ω_r la vitesse du rotor

Le nouveau système d'équations devient donc :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \right) \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha_r} \\ i_{r\beta_r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_2 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha_r} \\ i_{r\beta_r} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{s\alpha_r} \\ i_{s\beta_r} \end{bmatrix} \right) \end{cases} \quad (3.15)$$

Dans les espaces (z_1z_2) et (z_3z_4) , les équations des tensions statoriques et rotoriques sont définies par :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_{z_1} \\ v_{z_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z_1} \\ i_{z_2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 \\ 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z_1} \\ i_{z_2} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z_{1r}} \\ i_{z_{2r}} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{lr} & 0 \\ 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z_{1r}} \\ i_{z_{2r}} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_{z_3} \\ v_{z_4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z_3} \\ i_{z_4} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 \\ 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z_3} \\ i_{z_4} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z_{3r}} \\ i_{z_{4r}} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{lr} & 0 \\ 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z_{3r}} \\ i_{z_{4r}} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.16)$$

D'après les équations précédentes, on peut constater que seules les composantes de l'espace $\alpha\beta$ contribuent à la production de l'énergie et que les composantes de sous-espace z sont liées aux pertes d'énergie.

L'expression du couple électromagnétique peut être déduite à partir de l'équation générale (3.10) et les composantes des courants et inductances dans l'espace $\alpha\beta$ sont exprimées telle que (3.17) :

$$\begin{cases} [i]^T = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ i_{r\alpha} \ i_{r\beta}] \\ [L] = \begin{bmatrix} L_{\alpha s, \alpha s} & L_{\alpha s, \beta s} & L_{\alpha s, \alpha r} & L_{\alpha s, \beta r} \\ L_{\beta s, \alpha s} & L_{\beta s, \beta s} & L_{\beta s, \alpha r} & L_{\beta s, \beta r} \\ L_{\alpha r, \alpha s} & L_{\alpha r, \beta s} & L_{\alpha r, \alpha r} & L_{\alpha r, \beta r} \\ L_{\beta r, \alpha s} & L_{\beta r, \beta s} & L_{\beta r, \alpha r} & L_{\beta r, \beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M \cos(\theta_r) & -M \sin(\theta_r) \\ 0 & L_s & M \sin(\theta_r) & M \cos(\theta_r) \\ M \cos(\theta_r) & M \sin(\theta_r) & L_r & 0 \\ -M \sin(\theta_r) & M \cos(\theta_r) & 0 & L_r \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.17)$$

On peut alors déduire l'expression du couple électromagnétique pour la GAS6 :

$$C_{em} = pM(i_{s\beta}i_{r\alpha} - i_{s\alpha}i_{r\beta}) \quad (3.18)$$

III.2.2.2. Modèle dans le repère dqz

Le passage entre le repère fixe statorique $\alpha\beta$ au repère lié au champ tournant dq est réalisé à l'aide de la matrice de rotation connue sous le nom de transformation de Park modifiée (3.4). L'idée consiste à faire tourner le repère rotorique à la même vitesse que le repère statorique (Fig.60). Pour réaliser cet objectif, il faut que :

$$\theta_s = \theta_r + \theta_{sl} \quad (3.19)$$

Où θ_s est l'angle de la position du champ tournant, θ_r l'angle de la position du rotor, θ_{sl} l'angle de la position du champ tournant par rapport au rotor (pulsation de glissement $\omega_{sl} = \omega_s - p\omega_{mr}$)

Les équations de la GAS6 dans le repère lié au champ tournant dq pour les composants des tensions, courants et des flux s'expriment pour le stator et le rotor telles que :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.20)$$

Les composantes des flux statoriques et rotoriques sont alors les suivantes :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_2 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.21)$$

Après développement des équations (3.21) et (3.20), on peut extraire les composantes des courants statoriques et flux rotoriques:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_1} v_{sd} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_1} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_1 L_2^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{R_r M}{\sigma L_1 L_2} \varphi_{rd} + \frac{M}{\sigma L_1 L_2} p \omega_r \varphi_{rq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_1} v_{sq} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_1} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_1 L_2^2} \right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{R_r M}{\sigma L_1 L_2} \varphi_{rq} - \frac{M}{\sigma L_1 L_2} p \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (3.22)$$

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{MR_r}{L_2} i_{sd} - \frac{R_r}{L_2} \phi_{rd} + \omega_{sl} \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{MR_r}{L_2} i_{sq} - \frac{R_r}{L_2} \phi_{rq} - \omega_{sl} \phi_{rd} \end{cases} \quad (3.23)$$

Où $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}$ et ω_r est la vitesse angulaire rotorique.

Finalement, l'expression du couple électromécanique dans le repère tournant est donné par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (3.24)$$

III.3. Commande par orientation du flux rotorique

La commande vectorielle est connue dans la littérature sous le nom de commande à flux orientée, en anglais *Field Oriented Control (FOC)*. La stratégie de contrôle par orientation selon le flux rotorique est la plus employée car elle permet d'obtenir de meilleurs résultats par rapport à l'orientation du flux statorique et entrefer [BAG99].

En effet, l'idée de cette stratégie de contrôle par orientation du flux consiste à réaliser le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique de la génératrice afin d'obtenir les meilleures performances dynamiques. Par l'orientation selon le flux rotorique, les courants statoriques de la génératrice sont décomposés dans un composante de flux qui correspond à la production du flux rotorique et une composante de couple qui produit le couple électromagnétique de la génératrice.

Ainsi, les deux composantes sont contrôlées indépendamment à partir des deux axes d et q , comme pour la machine à courant continu à excitation séparée.

L'orientation du flux est réalisée en imposant le flux rotorique uniquement sur l'axe d :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (3.25)$$

Pour réaliser le découplage entre les deux grandeurs, il faut imposer le flux sur l'axe q à zéro et donc le couple électromagnétique de la génératrice (3.24) sera proportionnel au courant statorique sous l'axe q :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (3.26)$$

Le système dq est lié au repère de champ tournant à l'aide de l'angle θ_s et le problème quant à l'implantation de la commande vient de la détermination de cet angle. Deux méthodes sont utilisées pour déterminer cet angle. La première qui utilise la mesure des tensions et courants aux bornes de la génératrice est appelée méthode directe de l'orientation de flux. La deuxième utilise la mesure de vitesse rotorique et le calcul de l'angle qui correspond au glissement, méthode connue dans la littérature sous le nom de méthode indirecte de l'orientation du flux.

III.3.1. Méthode indirecte d'orientation du flux rotorique

Comme indiqué auparavant, la méthode indirecte d'orientation du flux repose sur le calcul de l'angle du flux rotorique θ_s (correspondant à l'axe d) à partir de la vitesse rotorique mesurée (Ω) et de la pulsation du glissement (ω_{sl}) :

$$\theta_s = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \theta_r + \theta_{sl} \quad (3.27)$$

Où $\omega_r = p\Omega$ (pulsation rotorique [rad/s])

A partir du schéma monophasé équivalent de la génératrice asynchrone hexaphasée (GAS6), on cherche la valeur de ω_{sl} :

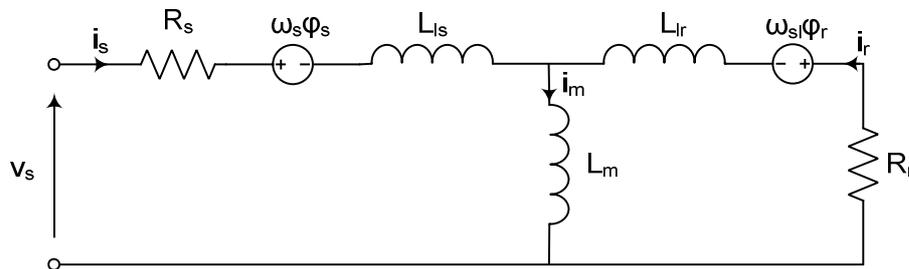


Fig. 61 Schéma monophasé équivalent de la MAS6

On utilise le modèle mathématique de la génératrice et on suppose que la GAS6 est parfaitement symétrique et que les noyaux magnétiques du stator et rotor sont quasi linéaires avec des pertes négligeables. Le modèle est alors composé des équations de tension, de flux et mécanique. Les équations de tension correspondantes au stator et au rotor sont données par :

$$\begin{cases} v_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} + \omega_s \phi_s \\ v_r = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt} + \omega_{sl} \phi_r \end{cases} \quad (3.28)$$

où : v_s, v_r sont les tensions statoriques et rotoriques [V]
 i_s, i_r sont les courants statoriques et rotoriques [A]

ϕ_s, ϕ_r sont les flux créés dans les bobines statoriques et mailles rotoriques
[Wb]

ω_s est la pulsation statorique [rad/s]

Les équations des flux créés dans les bobines statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases} \phi_s = (L_{ls} + L_m) i_s + L_m i_r = L_s i_s + L_m i_r \\ \phi_r = (L_{lr} + L_m) i_r + L_m i_s = L_r i_r + L_m i_s \end{cases} \quad (3.29)$$

où : $L_s = L_{ls} + L_m$ (inductance propre statorique [H])

$L_r = L_{lr} + L_m$ (inductance propre rotorique [H])

L_{ls}, L_{lr} sont les inductances de fuites statoriques et rotoriques [H]

L_m inductance de magnétisation [H]

A partir des équations précédentes (3.28) et (3.29), on peut déduire :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -R_r i_r - \omega_{sl} \phi_r \quad (3.30)$$

$$i_r = \frac{1}{L_r} (\phi_r - L_m i_s) \quad (3.31)$$

Si on remplace i_r dans (3.30), on obtient :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_r - L_m i_s) - \omega_{sl} \phi_r \quad (3.32)$$

Si on prend en compte les conditions de découplage sur les deux axes d et q ($\phi_{rd} = \phi_r$, $\phi_{rq} = 0$) et la constante du temps rotorique $\frac{L_r}{R_r} = T_r$, (3.32), on a alors :

$$\begin{cases} \text{Axe } d : \phi_r = \frac{L_m i_{ds}}{(1 + s T_r)} \\ \text{Axe } q : \omega_{sl} = \frac{T_r L_m i_{qs}}{\phi_r} \end{cases} \quad (3.33)$$

Avec : $s = d / dt$

Il est important de mentionner que dans le repère synchrone dq , M représente le maximum de l'inductance mutuelle stator-rotor et $M = M\alpha = M\beta$.

Si les valeurs déterminées sont remplacées dans les équations (3.28) et (3.29), on obtient les équations des tensions utilisées pour le contrôle :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} & -\omega_s \sigma L_s \\ \omega_s \sigma L_s & R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 \\ 0 & \sigma L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R_r M}{L_r^2} & 0 \\ 0 & \frac{M}{L_r} \omega_r \end{bmatrix} \phi_r \quad (3.34)$$

En considérant les hypothèses exprimées ci-dessus (3.25), l'angle requis pour le contrôle peut être obtenu :

$$\begin{aligned} \theta_s &= \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \\ \text{avec : } \omega_r &= p\Omega \\ \omega_{sl} &= \frac{T_r L_m i_{qs}}{\phi_r} \end{aligned} \quad (3.35)$$

Le couple électromagnétique estimé et la puissance active de sortie du générateur peuvent être définis comme suit:

$$C_{em} = p \frac{\sqrt{M_d M_q}}{L_r} i_{sq} \phi_r \quad (3.36)$$

$$P_e = \omega_r C_{em} = \omega_r \frac{\sqrt{M_d M_q}}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (3.37)$$

Le schéma complet de contrôle est présenté en Fig. 62 et l'objectif de cette partie consiste à tester le contrôle côté générateur. Aussi le contrôle côté réseau n'est pas détaillé dans ce manuscrit.

III.4. Implantation de la commande

La commande vectorielle est utilisée dans la chaîne de conversion d'énergie de type éolien présentée en figure 62, l'objectif étant de contrôler la puissance active envoyée au réseau en utilisant la stratégie de commande par orientation du flux rotorique.

La puissance électromagnétique (P_e) côté machine est contrôlée à l'aide de deux correcteurs proportionnel – intégral (PI) classiques appliqués aux contrôles des courants. La puissance active ainsi obtenue est délivrée au bus continu. La tension de bus dc est contrôlée en utilisant la synchronisation réseau avec une boucle à verrouillage de phase connue dans la littérature sous le nom de PLL (en anglais : *Phase Locked Loop*). La puissance ainsi obtenue sera directement injectée sur le réseau *Edf*. Le diagramme de commande général est présenté en Fig. 62.

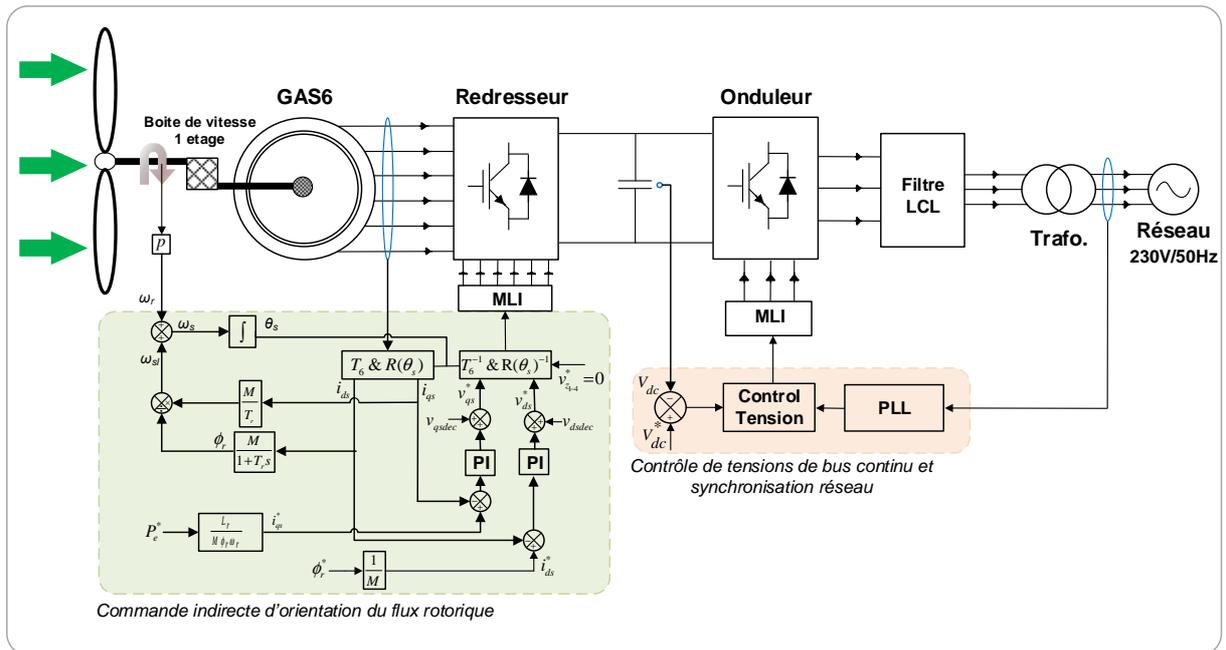


Fig. 62 Schéma de contrôle de la GAS6 connectée au réseau

Les bornes des six phases de la génératrice sont connectés au point milieu d'un bras de convertisseur (Fig.63). Les interrupteurs de puissance sont des *IGBT* (en anglais : *Insulated Gate Bipolar Transistor* ou transistor bipolaire à grille isolée) utilisés avec une diode en anti-parallèle. Le signal généré par la technique *MLI* va faire fonctionner un seul *IGBT* à la fois. Le maximum de tension qu'il peut générer par bras de convertisseur sera alors égal à la moitié de la tension du bus continu ($U_{dc}/2$).

III.4.1. Contrôle des courants

La commande vectorielle repose sur le contrôle des deux composantes des courants statoriques dans le repère tournant *dq*, comme expliqué auparavant. La composante directe permet de contrôler le flux et la composante en quadrature de piloter le couple électromagnétique. En

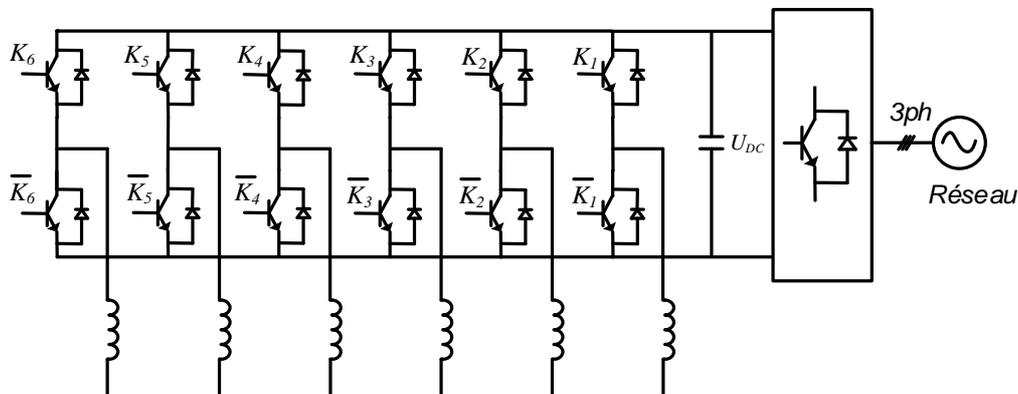


Fig. 63 Schéma du convertisseur hexaphasé

contrôlant les deux courants i_{sd} et i_{sq} , deux tensions de référence v_{sd} et v_{sq} sont imposées. De ces deux tensions, obtenues à l'aide de la transformation inverse (3.4), vont être déduits les signaux de référence pour la commande rapprochée de l'onduleur par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

L'objectif principal du régulateur de courant consiste en l'imposition des dynamiques des grandeurs électriques du stator. Pour notre application de génération de puissance, des courants de référence négatifs sont imposés pour la composante en quadrature et, à partir des courants mesurés, le régulateur établit les signaux de référence pour la commande.

Dans la littérature et également dans l'industrie, la régulation dans le repère tournant est devenue très courante et on lui associe fréquemment de simples régulateurs de type *PI* tels que :

$$C(s) = K_p \varepsilon + \frac{K_I}{s} \varepsilon \quad (3.38)$$

où ε est l'erreur de courant, K_p et K_I sont les coefficients proportionnel et intégral du régulateur. Ainsi, la figure 64 représente les boucles de régulation des courants, basées sur 2 régulateurs de type proportionnel - intégral (*PI*) desquelles les références de tension *MLI* seront déduites.

III.4.2. Découplage entre les deux axes d et q

Tout comme pour une machine triphasée, les tensions de commande de référence se doivent d'être compensées par des forces électromotrices (3.39) telles que :

$$\begin{cases} v_{dsdec} = \omega_s \sigma L_{sq} i_{sq} + \frac{r_r M_d}{l_r^2} \phi_r \\ v_{qsdec} = -\omega_s \sigma L_{sd} i_{sd} - \frac{M_d}{l_r^2} \omega_r \phi_r \end{cases} \quad (3.39)$$

Une fois le découplage entre les deux axes réalisé, le flux rotorique est maintenu constant sur l'axe *d* et on peut alors conclure que la puissance active de la machine est contrôlée uniquement par l'intermédiaire de l'axe *q* (3.37).

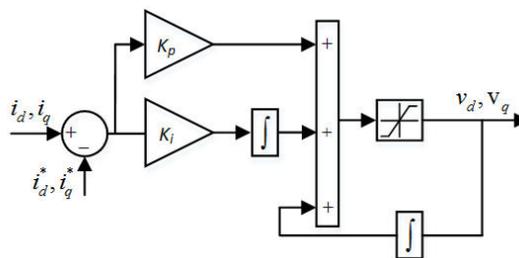


Fig. 64 Structure des régulateurs *PI*

III.4.3. Analyse en régime permanent GAS6 à cage

L'implantation de la commande à flux rotorique nécessite la connaissance de la pulsation statorique ainsi que le glissement de la génératrice. En régime permanent, ces valeurs restent constantes et une analyse sur deux points de fonctionnement (à la puissance nominale de 24kW et à une puissance intermédiaire de 14kW) est réalisée dans cette partie. Les paramètres (Tableau 8) du schéma électrique monophasé ont été déterminés à l'aide du modèle des circuits internes équivalents de la GAS6 et validés par des tests classiques.

Tableau 8 Paramètres de la GAS6

Inductance mutuelle	26.3 mH
Résistance statorique	0.262 Ω
Inductance de fuite statorique	3.8 mH
Inductance de fuite rotorique	2.4 mH
Résistance rotorique	0.64 Ω

➤ Point de fonctionnement $P_e=24kW$

- Flux rotorique nominal : $\phi_r = 2.3 [Wb]$
- Vitesse rotorique : $\omega_r = 125.1 [tr/min]$
- Couple électromagnétique : $C_e = 1832 [Nm]$
- Courant sur l'axe d : $i_{ds} = \frac{\phi_r}{M} = 29.35 [A]$
- Courant sur l'axe q : $i_{qs} = P_e \frac{L_r}{M} \frac{1}{\phi_r} \frac{1}{\omega_s} = 68.37 [A]$
- Courant statorique RMS : $i_s = \frac{1}{2\sqrt{2}} \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} = 26.27 [A]$
- Pulsations de glissement : $\omega_{sl} = \frac{T_r M}{\phi_r} i_{qs} = 1.178 [rad/sec]$
- $f_{sl} = \frac{\omega_{sl}}{2\pi} = 0.187 [Hz]$
- Glissement : $g = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} = \frac{1.5601}{158.64} = 0.007$

➤ Point de fonctionnement $P_e=14kW$

- Couple électromagnétique : $C_e = 1068.67 [Nm]$
- Courant sur l'axe d : $i_{ds} = \frac{\phi_r}{M} = 29.15 [A]$
- Courant sur l'axe q : $i_{qs} = P_e \frac{L_r}{M} \frac{1}{\phi_r} \frac{1}{\omega_s} = 39.88 [A]$
- Courant statorique : $i_s = \frac{1}{2\sqrt{2}} \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} = 17.46 [A]$
- Pulsations de glissement : $\omega_{sl} = \frac{T_r M}{\phi_r} i_{qs} = 0.687 [rad/sec]$

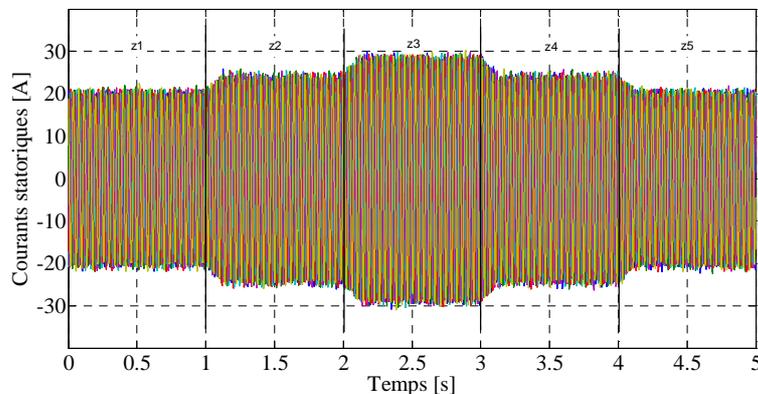
- $f_{sl} = \frac{\omega_{sl}}{2\pi} = 0.109 \text{ [Hz]}$
- Glissement : $g = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} = 0.004$

III.4.4. Résultats de simulation en mode sain

Afin de vérifier l'efficacité du système de contrôle tel qu'il est proposé en Fig. 62, un modèle de simulation dynamique a été développé à l'aide du logiciel *Matlab/Simulink*® intégrant le modèle *CIE* et la commande vectorielle. Les simulations ont été réalisées avec un pas de simulations fixe de $1\mu s$, la vitesse d'entraînement du rotor est considérée constante à $13,1\text{rad/s}$ et la référence du flux de rotor égale à $2,3\text{Wb}$.

Un profil de référence du courant pour l'axe q avec une rampe de 80A/s pour la sécurité du système est imposé. Le profil de simulation débute de 0s à 1s avec une référence négative à -20A (zone1), puis de 1s à 2s avec -30A (zone2) et enfin de 2s à 3s avec -40A (zone3). A partir de 3s , le courant de référence est réduit à -30A à 3s (zone4) et à -20A à 4s (zone5).

Les courants statoriques sont représentés en Fig. 65. Les valeurs *RMS* sont de $15,2\text{A}$ (zone 1), 17A (zone 2), $19,8\text{A}$ (zone 3). Dans le zoom correspondant à la zone 3, on peut remarquer que la fréquence correspond bien à 25Hz et légèrement la fréquence de commutation des interrupteurs (10kHz).



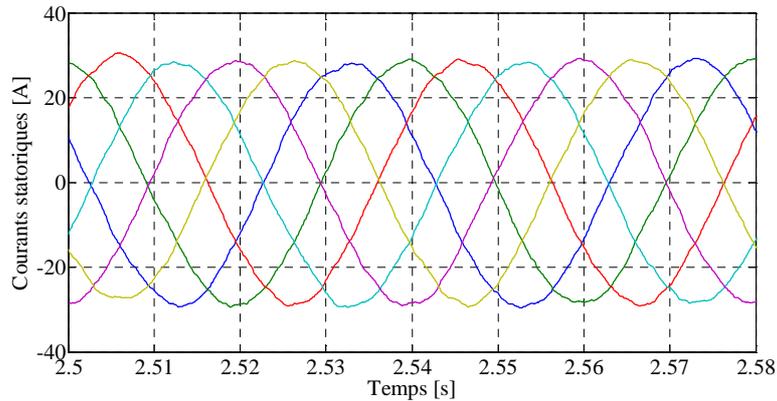


Fig. 65 Courants statoriques, zoom pour $i_q = -40A$

La Fig. 66 représente les évolutions des courants statoriques sur les axes d et q tandis que la Fig. 67 représente la puissance électromagnétique. On peut constater, qu'avec les régulateurs PI , les courants et la puissance électromagnétique suivent bien les références puisqu'il n'y a ni erreur statique ni erreur de trainage.

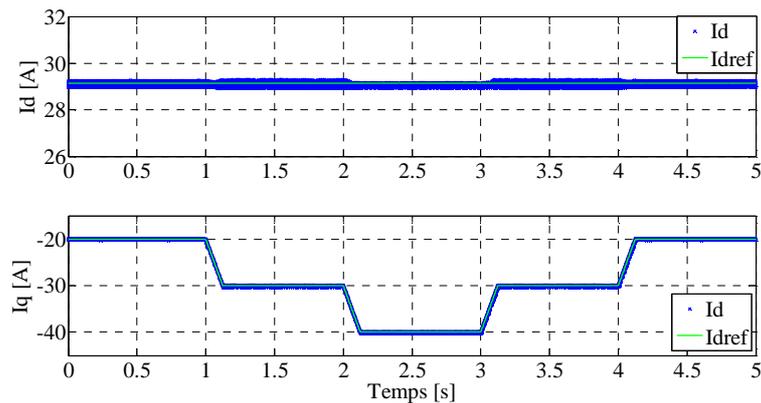


Fig. 66: Courants statoriques dans l'axe d et q

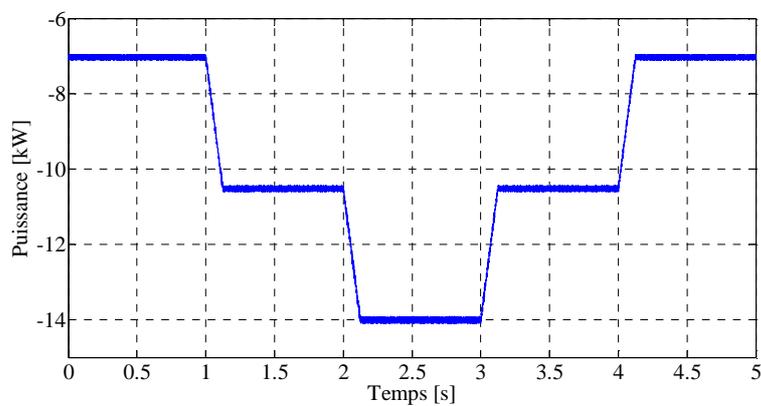


Fig. 67: Puissance électromagnétique

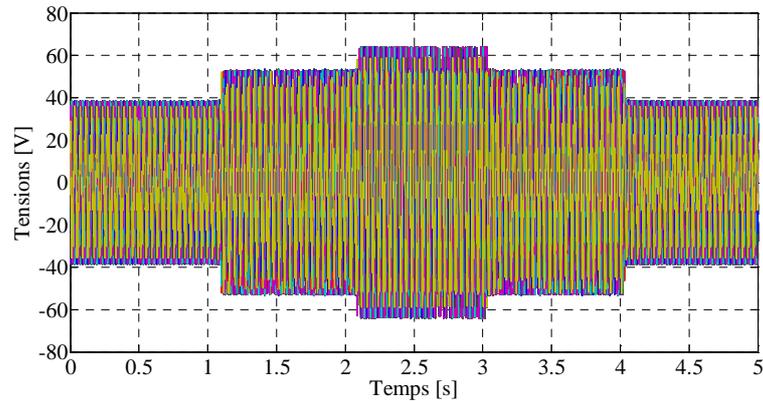


Fig. 68: Forces électromotrices statoriques

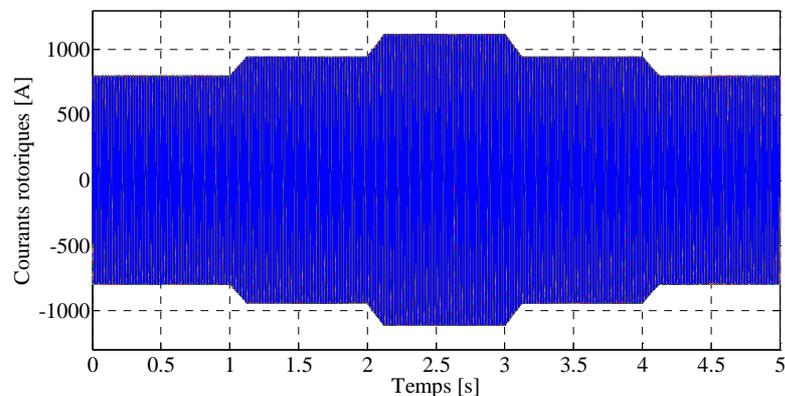


Fig. 69: Courants rotoriques

Le modèle *CIE* présente l'avantage de visualiser des grandeurs qui ne sont pas accessibles en mesure sur une génératrice réelle. A titre d'exemple, les 288 forces électromotrices (*fem*) produites par l'interaction rotor-stator et appliquées à chaque bobine statorique sont illustrées dans la figure 68. On peut également visualiser les courants rotoriques qui traversent les 106 mailles (Fig. 69).

III.5. Validation expérimentale

III.5.1. Description du banc d'essai

Dans le cadre du projet Générateurs Eoliennes Multiphasées à Entraînement Direct (*GEOMED*), un démonstrateur a été réalisé par l'équipe de recherche *EESA* du laboratoire *LTI* à l'échelle 1/100 par rapport à une éolienne de grande puissance (2.5MW). Celui-ci est constitué (voir Fig. 70) de la gauche vers la droite:

- d'un motoréducteur 45kW et de son variateur permettant de reproduire la rotation basse vitesse de la turbine éolienne ou hydraulique,

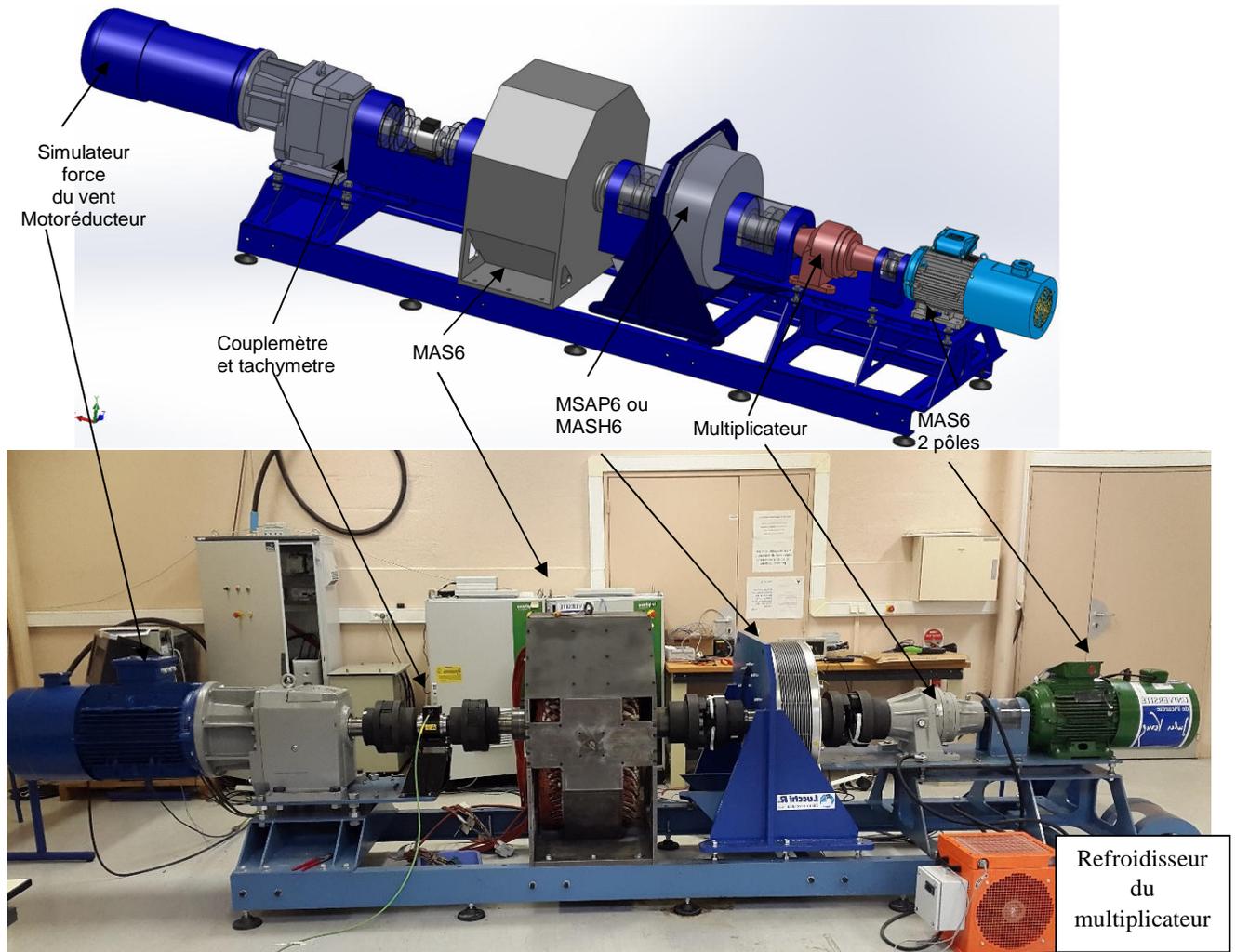


Fig. 70 Banc de test éolien : Schéma 3D et Installation réelle

- d'un capteur de couple dynamique du type *Magtrol TM315*,
- d'une machine asynchrone hexaphasée à 12 paires de pôles de 24kW (prototype *MAS6*),
- d'une machine synchrone à aimants permanents à flux axial hexaphasée de 24kW (prototype *MSAP6*),
- d'un multiplicateur 125/3000tr.min⁻¹,
- d'une machine hexaphasée asynchrone 3000tr.min⁻¹,
- d'un convertisseur back to back permettant d'injecter l'énergie sur le réseau *EdF* via un filtre *LCL* et un transformateur,
- d'un système de commande permettant d'adapter les lois de contrôle selon le type de défaut détecté (prototype),

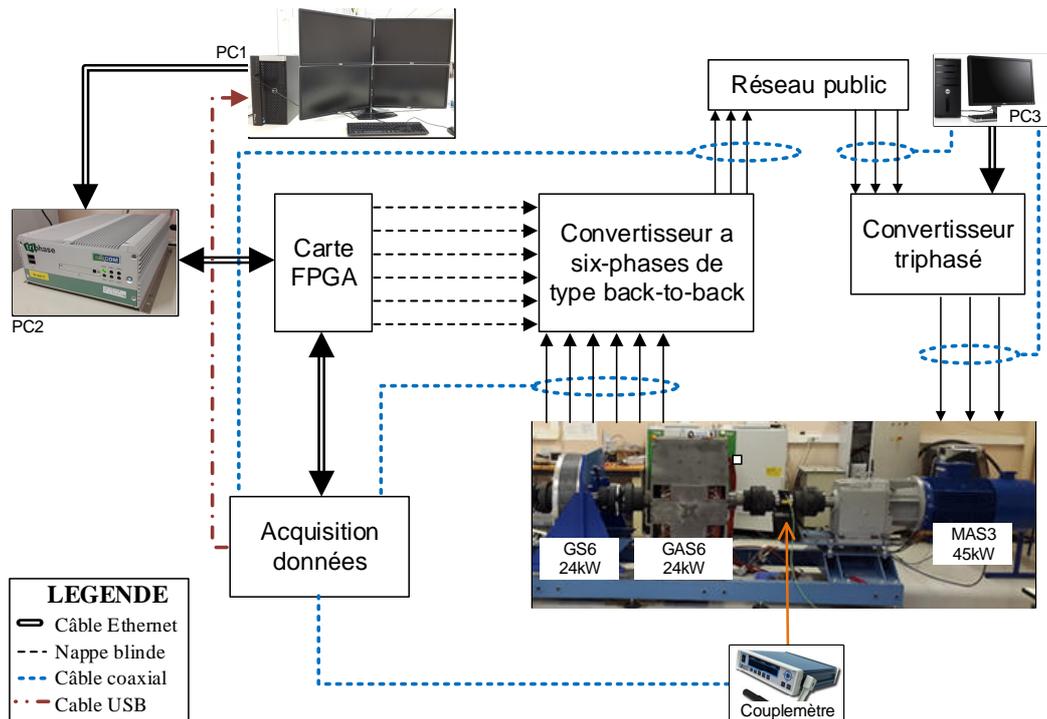


Fig. 71 Schéma de configuration expérimentale

- d'un système d'acquisition *National Instruments*[®] permettant de relever les grandeurs électriques de la machine avec une bonne précision et une largeur de bande passante élevée.

Le convertisseur back to back et le système de contrôle ont été réalisés par la Société *Triphase* basée à Leuven avec laquelle l'équipe *EESA* travaille depuis bon nombre d'années. Les programmes de commande sont élaborés sous *Simulink*[®], compilés sur un premier PC (*PC1*), puis téléchargés sur un deuxième PC (*PC2*) qui effectue l'acquisition et le contrôle en temps réel (voir Fig. 71).

III.5.2. Résultats expérimentaux en mode sain

Afin de valider expérimentalement les résultats obtenus en simulation, le même profil de courant (Fig. 66) est appliqué cette fois-ci sur le banc d'essais. La Fig. 72 représente les courants statoriques expérimentaux ainsi qu'un zoom en zone 3 pris exactement au même moment qu'en simulation (Fig. 65). On peut remarquer que les valeurs *RMS* sont de 15,2A en zone 1, 17.5A en zone 2, 21A en zone 3, valeurs très proches de celles obtenues en simulations.

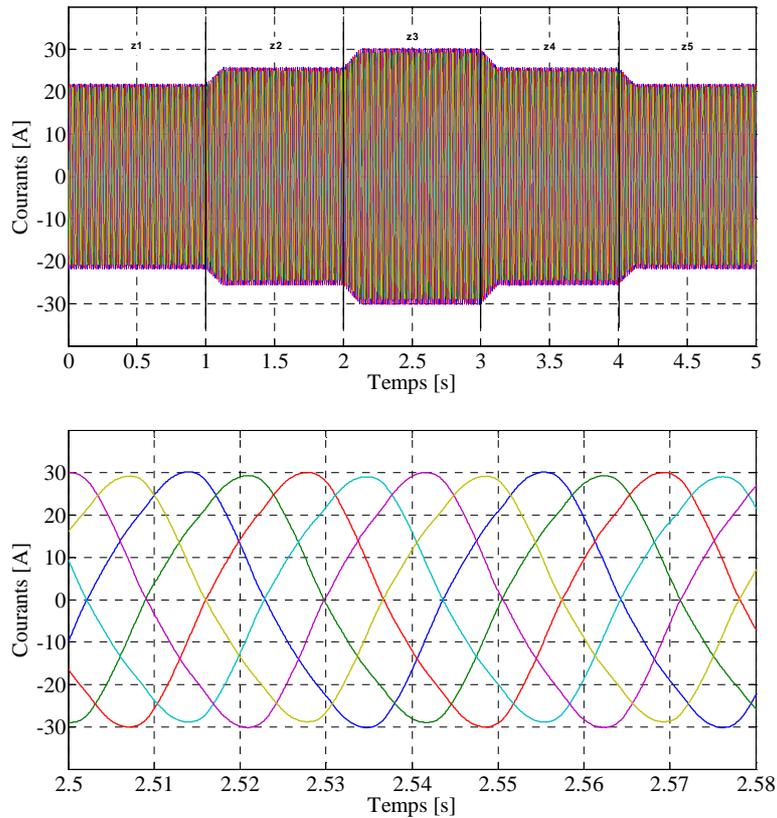


Fig. 72 Courants statoriques, détail pour $i_q=-40A$

Si l'on regarde maintenant les courants statoriques sur les deux axes d et q (Fig. 73) et la puissance électromagnétique (Fig. 74) toujours sur le même profil mais obtenues sur le banc d'essais, on peut remarquer que les évolutions dynamiques expérimentales de ces 2 grandeurs sont très proches de celles obtenues en simulation (Fig. 66 et 67). Notre commande vectorielle présente donc de bonnes propriétés en régulation et poursuite.

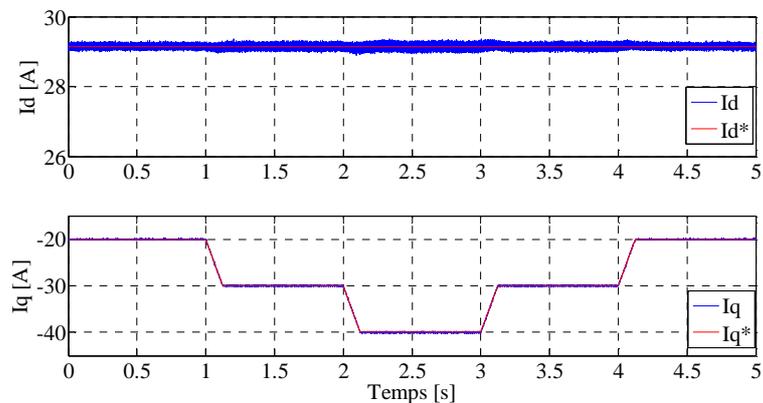


Fig. 73: Courants statoriques dans l'axe d et q

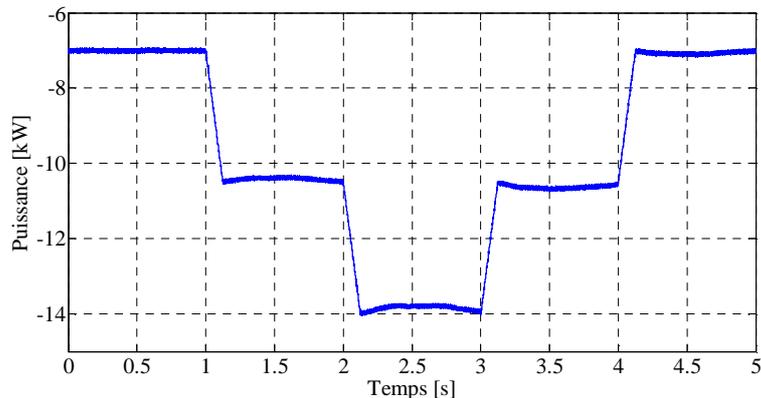


Fig. 74: Puissance électromagnétique

III.5.3. Comparaisons entre résultats de simulation et expérimentaux

Pour affiner la comparaison entre les résultats de simulation et ceux expérimentaux, regardons de plus près les courants statoriques sur les axes d et q , les valeurs *RMS* des courants hexaphasés statoriques, le couple, la puissance électromagnétique ainsi que le glissement pour les 3 zones de fonctionnement et ce en simulation et expérimentalement tel qu'ils sont présentés dans le tableau 9. On s'aperçoit au vu des données renseignées que les résultats de simulation sont très proches de ceux obtenus expérimentalement, validant ainsi l'adéquation de notre commande vectorielle ainsi que la véracité de notre modèle de simulation.

III.6. Conclusion

Dans de ce troisième chapitre, la commande vectorielle en génération appliquée à la GAS6 à grande nombre de paires de pôles a été introduite de long en large en détaillant les matrices de transformation permettant d'obtenir des modèles biphasés, les équations de découplage ainsi que les régulateurs de courant proportionnel-intégral.

Tableau 9 Comparaison résultats simulation - expérimentaux

	Simulation			Expérimentation		
	. Z1 .	. Z2 .	. Z3 .	. Z1 .	. Z2 .	. Z3 .
I_q [A]	-20	-30	-40	-20	-30	-40
I_d [A]	29.15	29.15	29.15	29.15	29.15	29.15
Ψ_r [Wb]	2.3	2.3	2.3	2.3	2.3	2.3
I_s [A]	-15.2	-17	-19.8	15.2	17.5	21
C_{em} [Nm]	-535	-803	-1072	-536	-804	-1073
P_e [kW]	-6.99	-10.5	-14	-7	-10.4	-13.9
g [%]	-0.8	-1.28	-1.71	-0.8	-1.29	-1.71

Une fois la commande présentée, celle-ci a été simulée à partir de notre modèle *CIE* présenté en chapitre 2 pour un profil présentant 3 zones de fonctionnement de génération et d'injection sur le réseau. Les résultats obtenus ont montré de bonnes capacités statiques et dynamiques sur les 3 zones de fonctionnement.

Une fois le banc d'essais permettant l'injection d'énergie sur le réseau *EdF* à partir de convertisseurs réversibles présenté, les mêmes essais ont été réalisés expérimentalement. Il s'est avéré que les résultats expérimentaux et de simulation sont très proches validant ainsi définitivement les bonnes propriétés en poursuite et en régulation de la commande vectorielle proposée.

Le but de cette thèse consistant en la modélisation et commande de génératrices éoliennes tolérantes aux défauts, ce qui nous a conduits à concevoir une génératrice hexaphasée, il faut s'atteler maintenant au mode dégradé. Le chapitre 4 seront donc dédié à la commande de la machine lors de la perte d'une phase statorique, défaut électrique le plus courant dans une génératrice éolienne.

Chapitre IV Commande tolérante aux défauts statoriques

IV.1. Introduction

L'utilisation de génératrices multiphasées associées à des convertisseurs augmente le degré de fiabilité des éoliennes puisqu'elles permettent d'assurer la continuité de la production d'énergie lorsqu'une ou plusieurs phases ou bras d'onduleur sont défectueux. Cependant, dans ces conditions de défaut, la symétrie des phases est perdue et un déséquilibre peut être remarqué entraînant une dégradation de la qualité de la puissance électromagnétique, traduite par des oscillations en amplitude.

A cette problématique, il faut répondre avec des techniques de commandes avancées pour rééquilibrer le système et en conséquence réduire le taux d'oscillation de la puissance électromagnétique. Cela permet d'éviter des effets indésirables tels que l'injection de perturbations sur le réseau ou des vibrations importantes sur l'arbre pouvant endommager la structure de l'éolienne. Un autre objectif de la commande adaptée consiste également en la minimisation des pertes afin d'optimiser le rendement de la chaîne de conversion.

L'équipe *EESA* possède une certaine expérience sur la commande tolérante aux défauts puisque une commande basée sur l'adaptation des paramètres des régulateurs a été mise au point et implantée sur une génératrice hexaphasée de faible puissance (90W) alimentant une charge continue fixe [TAH15]. Fiers de cette expérience, nous allons dans ce chapitre extrapoler ces travaux à notre génératrice 24kW connectée au réseau.

Pour cela, il va falloir développer les modèles mathématiques de la *GAS6* en mode dégradé à savoir pour les différents défauts de pertes de phases. Les transformations devront également être adaptées selon le défaut. Une fois ces modèles établis, les paramètres idoines des correcteurs pourront être calculés. Cette stratégie sera dans un premier temps testée en simulation puis implantée en temps réel et appliquée sur le banc d'essais.

IV.2. Etude sur le fonctionnement en mode dégradé

Plusieurs types des défauts électriques peuvent apparaître sur l'association machine-convertisseur et la Figure 75 résume les différents éventuels défauts qui peuvent apparaître sur n'importe quelle phase ou barre. Ainsi, trois catégories de défaut peuvent être distinguées :

- Ouverture de phase statorique ou défaillance d'un interrupteur de puissance (c1,c2) [KIA06], [CHE12],[MOG13],[CHE14],[TAH15],[DUR16],[TAH16]

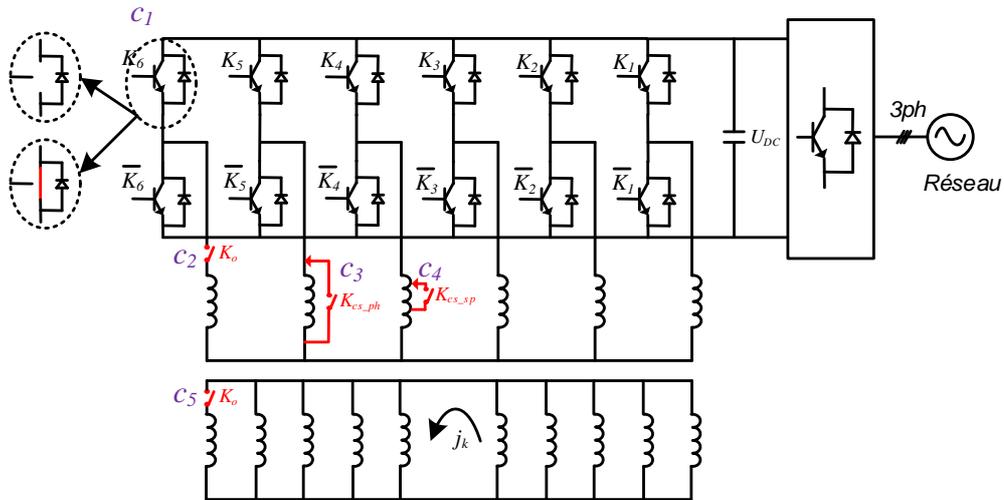


Fig. 75 Types des défauts sur la partie électrique (convertisseur, machine) de la GAS6

- Court-circuit de la bobine statorique entière(c3), court-circuit entre spires statoriques(c4) ou sur le rotor, fissure d’une barre(c5) et défaut naissant de la barre, (modélisés comme un court-circuit) [YAZ06],[KRA08],[BEL08].
- Défauts capteurs qui ne seront pas traités dans cette thèse [MOL13],[CHA15].

Parmi les défauts cités, ceux localisés dans convertisseur ou dans le stator de la génératrice sont les plus fréquents et nous focaliserons l’étude sur l’ouverture de phase de phase statorique due à une défaillance de la machine ou du convertisseur.

Pour modéliser tous les défauts de type ouverture de phases possibles, six variables booléennes (k) sont créées [KIA06], chacune définissant l’état d’une phase (0 pour le mode sain et 1 en défaut). Si l’on fait la somme de toutes les combinaisons possibles, on obtient 63 types d’ouverture de phase, comme exprimés en tableau 10. Cependant, dès que plus de trois phases sont ouvertes, le fonctionnement de la génératrice n’est plus possible et donc 22 cas peuvent être éliminés.

Tableau 10 Combinaisons d’ouverture de phase

k_a	k_b	k_c	k_d	k_e	k_f	Type de faute
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	1	1
0	0	0	0	1	0	2
0	0	0	0	1	1	3
0	0	0	1	0	0	4
:	:	:	:	:	:	:
1	1	1	1	1	1	63

IV.2.1. Modèle de commande de la GAS6 en mode dégradé

Dans cette partie, le modèle de la génératrice pour les 41 combinaisons de perte de phase évoquées précédemment sera étudié. Pour cela, nous allons nous baser sur le modèle sain que nous allons adapter.

Pour obtenir le modèle découplé et ses paramètres [KIA08], la matrice de transformations T_6 va changer pour une matrice T_N , où N représente les nombres de phases actives ($N=6$ -nombre de phases manquantes). La dimension du rotor sera considérée la même qu'en mode sain. A partir de l'équation (3.1) en mode défaut deviendra:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_{z1} \\ \vdots \\ X_{z(N-2)} \end{bmatrix} = T_N \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_N \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

où,

$$T_N = \begin{bmatrix} T_{\alpha\beta} \\ T_{z_{N-2}} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$\begin{cases} [T_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} [\alpha_N] / \|\alpha_N\| \\ [\beta_N] / \|\beta_N\| \end{bmatrix} \\ [T_{z_{1..N-2}}] = \text{null}([T_{\alpha\beta}]) = \begin{bmatrix} z_{1..N-2} \\ \|z_{1..N-2}\| \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4.3)$$

A titre d'exemple, en mode sain, (4.3) est définie par les équations suivantes, où $\|\alpha_N\|$ devient α_6 .

$$\begin{bmatrix} \alpha_6 \\ \beta_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0 + \theta_1) & \cos(\theta_0 + \theta_2) & \cos(\theta_0 + \theta_3) & \cos(\theta_0 + \theta_4) & \cos(\theta_0 + \theta_5) & \cos(\theta_0 + \theta_6) \\ \sin(\theta_0 + \theta_1) & \sin(\theta_0 + \theta_2) & \sin(\theta_0 + \theta_3) & \sin(\theta_0 + \theta_4) & \sin(\theta_0 + \theta_5) & \sin(\theta_0 + \theta_6) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 2(\theta_0 + \theta_1) & \cos 2(\theta_0 + \theta_2) & \cos 2(\theta_0 + \theta_3) & \cos 2(\theta_0 + \theta_4) & \cos 2(\theta_0 + \theta_5) & \cos 2(\theta_0 + \theta_6) \\ \sin 2(\theta_0 + \theta_1) & \sin 2(\theta_0 + \theta_2) & \sin 2(\theta_0 + \theta_3) & \sin 2(\theta_0 + \theta_4) & \sin 2(\theta_0 + \theta_5) & \sin 2(\theta_0 + \theta_6) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Avec :

$$\theta_0 = \frac{-1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{\sum_{i=1}^N \sin(2\theta_i)}{\sum_{i=1}^N \cos(2\theta_i)} \right) \quad (4.6)$$

En cas de défaut, la transformation T_N sera appliquée aux grandeurs électriques de la génératrice. Dans le modèle de la machine au repère lie au champ tournant décrit dans (3.20) et (3.21), les paramètres $l_{s\alpha}$, $l_{s\beta}$, M_α and M_β changent. Ces derniers sont dépendants du type de défaut statorique (en mode sain $l_{s\alpha}=l_{s\beta}$ et $M_\alpha=M_\beta$) :

$$\begin{cases} l_{s\alpha} = l_s + \|\alpha\|^2 L_{ms} & , & M_\alpha = \|\alpha_6\| \cdot \|\alpha\| \cdot L_{ms} \\ l_{s\beta} = l_s + \|\beta\|^2 L_{ms} & , & M_\beta = \|\beta_6\| \cdot \|\beta\| \cdot L_{ms} \\ l_r = l_{lr} + \|\alpha_6\|^2 L_{ms} = l_{lr} + \|\beta_6\|^2 L_{ms} \end{cases} \quad (4.7)$$

Sur les 41 différents types des défauts, seulement 10 sont vraiment différents et sont regroupés dans le tableau 12 avec les valeurs des paramètres du modèle.

Tableau 11 Inductances de la GAS6 en modes sain et dégradés

Cas	Type défaut	l_{sa}	$l_{s\beta}$	M_α	M_β
1 (H6)	0	$l_s + 3l_{ms}$	$l_s + 3l_{ms}$	$3l_{ms}$	$3l_{ms}$
2 (F1)	4,32	$l_s + 2l_{ms}$	$l_s + 3l_{ms}$	$2.449l_{ms}$	$3l_{ms}$
3 (F1)	1,2,8,16	$l_s + 3l_{ms}$	$l_s + 2l_{ms}$	$3l_{ms}$	$2.449l_{ms}$
4 (F2)	36	$l_s + l_{ms}$	$l_s + 3l_{ms}$	$1.732l_{ms}$	$3l_{ms}$
5 (F2)	9,18	$l_s + 3l_{ms}$	$l_s + l_{ms}$	$3l_{ms}$	$1.732l_{ms}$
6 (F2)	5,6,12,20, 33,34,40,48	$l_s + 1.5l_{ms}$	$l_s + 2.5l_{ms}$	$2.121l_{ms}$	$2.739l_{ms}$
7 (F2)	3,10,17,24	$l_s + 2.5l_{ms}$	$l_s + 1.5l_{ms}$	$2.739l_{ms}$	$2.121l_{ms}$
8 (F3)	11,19,25,26	$l_s + 2.366l_{ms}$	$l_s + 0.634l_{ms}$	$2.664l_{ms}$	$1.379l_{ms}$

9 (F3)	7,14,21,28, 35,42,49,56	$l_{ls}+1.5l_{ms}$	$l_{ls}+1.5l_{ms}$	2.121l _{ms}	2.121l _{ms}
10 (F3)	13,22,37,38, 41,44,50,52	$l_{ls}+0.634l_{ms}$	$l_{ls}+2.366l_{ms}$	1.379l _{ms}	2.664l _{ms}

IV.2.2. Analyse des effets du défaut

Après l'apparition d'un défaut de type ouverture d'une ou plusieurs phases, la génératrice est déséquilibrée et les courants deviennent asymétriques. En effet, la puissance électromagnétique présente des oscillations dépendant du nombre de phases perdues. De par le fait que le neutre de la machine n'est pas connecté au point milieu de l'onduleur, l'amplitude des courants statoriques est modifiée et la somme n'est plus nulle. De plus, la magnétisation de la machine n'est plus la même et les pertes fer augmentent entraînant une chute significative du rendement de conversion.

A partir du modèle de la génératrice dans le repère fixe, la matrice de transformation est appliquée et les composantes des tensions et des flux peuvent être extraites [TAH15]:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (4.8)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = l_{s1} i_{sd} + M_1 i_{rd} + l_{s2} \cos(2\theta_s) i_{sd} - l_{s2} \sin(2\theta_s) i_{sq} + M_2 \cos(2\theta_s) i_{rd} - M_2 \sin(2\theta_s) i_{rq} \\ \varphi_{sq} = l_{s1} i_{sq} + M_1 i_{rq} - l_{s2} \cos(2\theta_s) i_{sq} - l_{s2} \sin(2\theta_s) i_{sd} - M_2 \cos(2\theta_s) i_{rq} - M_2 \sin(2\theta_s) i_{rd} \\ \varphi_{rd} = M_1 i_{sd} + l_r i_{rd} + M_2 \cos(2\theta_s) i_{sd} - M_2 \sin(2\theta_s) i_{sq} \\ \varphi_{rq} = M_1 i_{sq} + l_r i_{rq} - M_2 \cos(2\theta_s) i_{sq} - M_2 \sin(2\theta_s) i_{sd} \end{cases} \quad (4.9)$$

Avec :

$$\begin{cases} M_1 = \frac{M_d + M_q}{2} & l_{s1} = \frac{l_{sd} + l_{sq}}{2} \\ M_2 = \frac{M_d - M_q}{2} & l_{s2} = \frac{l_{sd} - l_{sq}}{2} \end{cases} \quad (4.10)$$

La puissance extraite de la génératrice peut être exprimée en fonction des tensions et courants statoriques :

$$P_s = v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} \quad (4.11)$$

En remplaçant les équations des tensions et courants, on obtient :

$$P_s = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} i_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} i_{sq} + \omega_s (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (4.12)$$

Cette expression (4.12) contient trois composantes: les pertes joules, la variation d'énergie et la puissance électromagnétique présente dans l'entrefer (4.13) .

$$P_e = \omega_s (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (4.13)$$

Si on remplace les composantes des flux (4.9) dans (4.13), la puissance électromagnétique devient :

$$P_e = \omega_s \frac{1}{l_r} \left\{ \begin{array}{l} l_r l_{s2} \cos(2\theta_e) (i_{sd}^2 - i_{sq}^2 + 2i_{sd}i_{sq}) \\ + M_1 i_{rd} i_{sq} + M_2 i_{rd} i_{sq} \cos(2\theta_s) - M_2 i_{rq} i_{sq} \sin(2\theta_s) \\ - M_1 i_{rq} i_{sd} + M_2 i_{rd} i_{sd} \sin(2\theta_s) + M_2 i_{rq} i_{sd} \cos(2\theta_s) \end{array} \right\} \quad (4.14)$$

A partir des (4.9), les composantes des courants peuvent être dégagées:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{rd} = \frac{1}{l_r} (\varphi_{rd} - (M_1 i_{sd} + M_2 \cos(2\theta_s) i_{sd} - M_2 \sin(2\theta_s) i_{sq})) \\ i_{rq} = \frac{1}{l_r} (\varphi_{rq} - (M_1 i_{sq} - M_2 \cos(2\theta_s) i_{sq} - M_2 \sin(2\theta_s) i_{sd})) \end{array} \right\} \quad (4.15)$$

En remplaçant les courants (4.15) dans (4.14), la puissance électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et flux rotoriques :

$$P_e = \omega_s \frac{1}{l_r} \left\{ \begin{array}{l} \left[l_r l_{s2} (i_{sd}^2 \sin(2\theta_s) + i_{sq}^2 \sin(2\theta_s) + 2i_{sd}i_{sq} \cos(2\theta_s)) \right] \\ \left[+ M_1 \varphi_{rd} i_{sq} + M_2 \varphi_{rd} i_{sq} \cos(2\theta_s) + M_2 \varphi_{rd} i_{sd} \sin(2\theta_s) \right] \\ \left[- M_1 \varphi_{rq} i_{sd} + M_2 \varphi_{rq} i_{sd} \cos(2\theta_s) - M_2 \varphi_{rq} i_{sq} \sin(2\theta_s) \right] \\ \left[- 2M_1 M_2 (i_{sd}^2 \sin(2\theta_s) + i_{sq}^2 \sin(2\theta_s) + 2i_{sd}i_{sq} \cos(2\theta_s)) \right] \end{array} \right\} \quad (4.16)$$

Il peut être remarqué que la formule est la même qu'en mode (4.13), si M_2 et l_{s2} sont nuls. En supposant que $l_r + 3L_{ms} \cong 3L_{ms}$, alors $l_r l_{s2} = M_1 M_2$ et la formule (4.16) peut être simplifiée :

$$P_e = \omega_s \frac{1}{l_r} \left\{ \begin{array}{l} M_1 \phi_{rd} i_{sq} + M_2 \phi_{rd} i_{sq} \cos(2\theta_s) + M_2 \phi_{rd} i_{sd} \sin(2\theta_s) \\ - M_1 \phi_{rq} i_{sd} + M_2 \phi_{rq} i_{sd} \cos(2\theta_s) - M_2 \phi_{rq} i_{sq} \sin(2\theta_s) \end{array} \right\} \quad (4.17)$$

Une fois la composante oscillatoire identifiée, l'algorithme de commande doit être adapté pour minimiser l'amplitude de cette oscillation.

IV.2.3. Commande adaptée au défaut

IV.2.3.1. Orientation du flux rotorique en défaut

De la même manière qu'en mode sain, la méthode indirecte d'orientation du flux est utilisée. Le principe initial exprimé dans (3.25) est maintenu, à savoir l'orientation du flux sur l'axe direct et du couple sur l'axe en quadrature. Le calcul de la position reste le même (3.27)-(3.32), seuls les paramètres du modèle changent en fonction du défaut. La pulsation du glissement et la variation du flux rotorique sont définis par :

$$\omega_{sl} = - \frac{\frac{1}{T_r} (-M_1 i_{sq} + M_2 \cos(2\theta_s) i_{sq} + M_2 \sin(2\theta_s) i_{sd})}{\phi_r} \quad (4.18)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = - \frac{1}{T_r} (\phi_r - M_1 i_{sd} - M_2 \cos(2\theta_s) i_{sd} + M_2 \sin(2\theta_s) i_{sq}) \quad (4.19)$$

Bien évidemment, la puissance électromagnétique exprimée en (4.17) sera adaptée aux conditions d'orientation du flux en défaut selon la formule suivante :

$$P_e = \omega_s \frac{1}{l_r} (M_1 \phi_r i_{sq} + M_2 \phi_r i_{sq} \cos(2\theta_s) + M_2 \phi_r i_{sd} \sin(2\theta_s)) \quad (4.20)$$

Les équations du modèle en défaut ont mis en évidence la composante oscillatoire de la puissance électromagnétique de pulsation double comparée celle du stator. Puisque la puissance est envoyée au réseau, il faut réduire voire éliminer ces oscillations. Les grandeurs sur lesquelles on peut agir pour cela sont les courants. En mode dégradé, l'amplitude des courants dans le repère fixe α et β n'est plus la même (4.21) et une composante oscillatoire est ajoutée dans le repère tournant (4.22).

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = I_\alpha \cos(\theta_s - \theta_{s_{init}}) \\ i_{s\beta} = I_\beta \cos\left(\theta_s - \frac{\pi}{2} - \theta_{s_{init}}\right) \end{cases} \quad (4.21)$$

$$\begin{cases} i_{sd} = I_1 \cos(\theta_{s_{init}}) + I_2 \cos(2\theta_s - \theta_{s_{init}}) \\ i_{sq} = -I_1 \sin(\theta_{s_{init}}) - I_2 \sin(2\theta_s - \theta_{s_{init}}) \end{cases} \quad (4.22)$$

Ou I_α, I_β est l'amplitude de courant en repère fixe (en mode dégradé $I_\alpha \neq I_\beta$)

I_1, I_2 représentent respectivement $(I_\alpha + I_\beta)/2$ et $(I_\alpha - I_\beta)/2$

θ_s est la position du vecteur de courant statorique

$\theta_{s_{init}}$ est la position initiale du vecteur de courant

Pour déterminer l'équation du flux rotorique en régime permanent, les valeurs des courants peuvent être remplacés dans (4.19).

$$\begin{aligned} \phi_r = & M_1 I_1 \cos(\theta_{s_{init}}) + M_2 I_2 \cos(\theta_{s_{init}}) + \\ & + \left(\frac{M_2 I_1 + M_1 I_2}{4T_r^2 \omega_s^2 + 1} \right) \cos(2\theta_s - \theta_{s_{init}}) + \left(\frac{M_2 I_1 + M_1 I_2}{4T_r^2 \omega_s^2 + 1} \right) (2T_r \omega_s) \sin(2\theta_s - \theta_{s_{init}}) \end{aligned} \quad (4.23)$$

De par le fait que le coefficient $\left(\frac{M_2 I_1 + M_1 I_2}{4T_r^2 \omega_s^2 + 1} \right)$ est très petit, nous considérerons par la suite que la variation du flux rotorique peut être négligée. Aussi, la puissance électromagnétique en régime permanent en défaut peut alors s'exprimer telle que :

$$P_{em} = \frac{\omega_s}{l_r} \frac{(I_2^2 M_2^2 - I_1^2 M_1^2)}{2} \sin(2\theta_{s_{init}}) + \frac{\omega_s}{l_r} (I_1 M_1 + I_2 M_2)(I_1 M_2 + I_2 M_1) \cos(\theta_{s_{init}}) \sin(2\theta_s - \theta_{s_{init}}) \quad (4.24)$$

Pour réduire l'amplitude des oscillations de puissance électromagnétique, le coefficient du deuxième terme doit être nul :

$$(I_1 M_1 + I_2 M_2)(I_1 M_2 + I_2 M_1) = 0 \quad (4.25)$$

Pour cela, le rapport des amplitudes des courants doit être égal à l'inverse du rapport des inductances correspondantes :

$$\frac{I_\alpha}{I_\beta} = \frac{M_\beta}{M_\alpha} \quad (4.26)$$

IV.2.3.2. Commande adaptée au défaut

Dans la partie précédente, nous avons prouvé l'existence d'une oscillation lors d'un défaut d'ouverture de phase. Pour diminuer cette oscillation, une matrice $R(\theta_s)_{AD}$ transformant les courants est définie, s'adaptant au regard du modèle en défaut de la GAS6 telle que :

$$R(\theta_s)_{AD} = \begin{bmatrix} k_\beta \cos \theta_s & k_\alpha \sin \theta_s \\ -k_\beta \sin \theta_s & k_\alpha \cos \theta_s \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Où θ_s est l'angle entre les référentiels stationnaire et tournant.
 k_α et k_β changent suivant le type de défaut.

En appliquant la matrice $R(\theta_s)_{AD}$ au modèle $\alpha\beta$ et en considérant les hypothèses de la commande à orientation indirecte du flux, la puissance électromagnétique est donnée par la formule suivante:

$$P_e = \frac{p\omega_s}{l_r} \left(\frac{k_\alpha M_\alpha + k_\beta M_\beta}{2k_\alpha k_\beta} + \frac{-k_\alpha M_\alpha + k_\beta M_\beta}{2k_\alpha k_\beta} \cos(2\theta_s) \right) \cdot i_{sq} \cdot \phi_r \quad (4.28)$$

De la même manière que dans (4.24), le coefficient du terme à fréquence double sera réduit à zéro en situation de défaut ($-k_\alpha M_\alpha + k_\beta M_\beta = 0$),

$$\frac{k_\alpha}{k_\beta} = \frac{M_\beta}{M_\alpha} \quad (4.29)$$

Suite à l'adaptation de la matrice de transformation, le modèle dq redevient identique au modèle sain. D'après [ZHA96], les inductances $M = \sqrt{M_\alpha M_\beta}$ et $l_s = (l_{s\alpha} + l_{s\beta})/2$, ne peuvent prendre que dix valeurs différentes, telles qu'elles sont présentées dans le Tableau 12. Dans ce cas $(k_\alpha M_\alpha + k_\beta M_\beta)/2k_\alpha k_\beta = M$, k_α et k_β sont définies par:

$$\begin{cases} k_\alpha = \sqrt{\frac{M_\beta}{M_\alpha}} = \sqrt{\frac{\|\beta\|}{\|\alpha\|}} \\ k_\beta = \sqrt{\frac{M_\alpha}{M_\beta}} = \sqrt{\frac{\|\alpha\|}{\|\beta\|}} \end{cases} \quad (4.30)$$

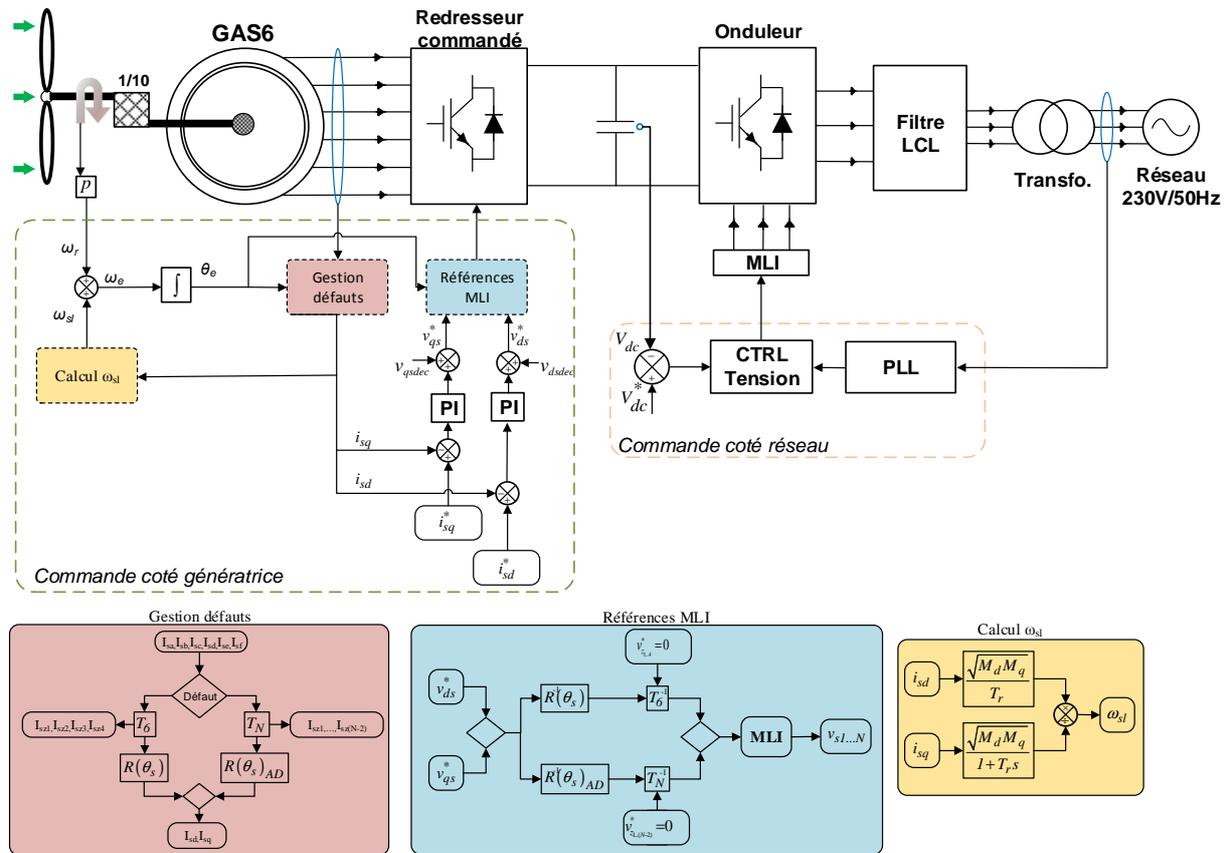


Fig. 76 Schéma global de commande adaptée aux défauts

En fonction de chaque type de défaut (Tableau 12), l’algorithme de commande doit s’adapter en conséquence par changement de ses paramètres et des matrices de transformation (T_6 et $R(\theta_s)$ en mode sain et T_N et $R(\theta_s)_{AD}$ en mode dégradé). Un schéma récapitulatif de la commande globale est présenté en Fig. 76 où sont mises en évidence les parties concernées par l’adaptation de la commande lors de l’apparition du défaut.

Finalement, l’objectif fixé au départ de suppression des oscillations est atteint et les puissances actives et réactives en défaut sont obtenues avec un taux d’oscillations comparable à celui en mode de fonctionnement sain. Il faut maintenant valider ceci en simulation avant de passer à l’implantation en temps réel.

IV.2.4. Simulation et expérimentation en mode dégradé

IV.2.4.1. Résultats de simulations en régime permanent

La méthode de commande adaptée aux défauts statoriques de type ouverture de phase présentée dans ce chapitre doit être testée en simulation comme nous l’avons fait précédemment en mode sain avec le logiciel *Matlab/Simulink*® avant de songer à l’implantation en temps réel. Ce

premier test en simulation s'effectuera en régime permanent, puis en régime dynamique (ouverture de la phase en cours de fonctionnement).

Les résultats nous permettrons de voir l'impact de la perte d'une phase pour deux points de fonctionnement de la machine à savoir en pleine charge et avec une charge intermédiaire.

Les simulations ont été réalisées avec un pas de simulations fixe de $1\mu s$, la vitesse d'entraînement du rotor est considérée constante à $13,1 rad/s$ et la référence du flux de rotor est de $2,3 Wb$ (flux nominal) et $2 Wb$ (valeur intermédiaire comparable avec les essais expérimentaux). La figure 77 représente les courants direct et en quadrature à la charge nominale (1ère ligne) et à une charge intermédiaire (2ième ligne) en mode sain (1ère colonne), avec une phase coupée et le régulateur en mode sain (2ième colonne) et avec une phase coupée et le régulateur adapté à la faute tandis que les figures 78 et 79 représentent les courants statoriques et la puissance électromagnétique dans les mêmes conditions.

On s'aperçoit sur ces figures que des oscillations apparaissent sur les courants, direct et en quadrature, et sur la puissance électromagnétique avec une phase ouverte et le correcteur en mode sain et que celles-ci disparaissent quand le régulateur idoine est appliqué pour obtenir un comportement quasi identique à celui en mode sain.

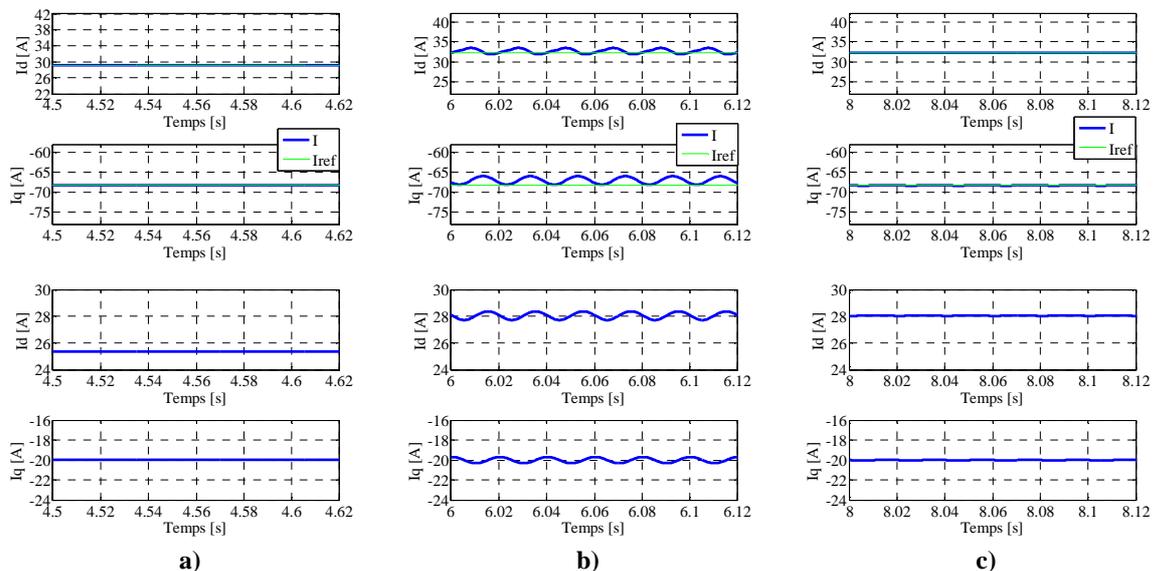


Fig. 77 Courants statoriques en régime permanent : a) mode sain, b) ouverture d'une phase et c) mode défaut avec commande adaptée

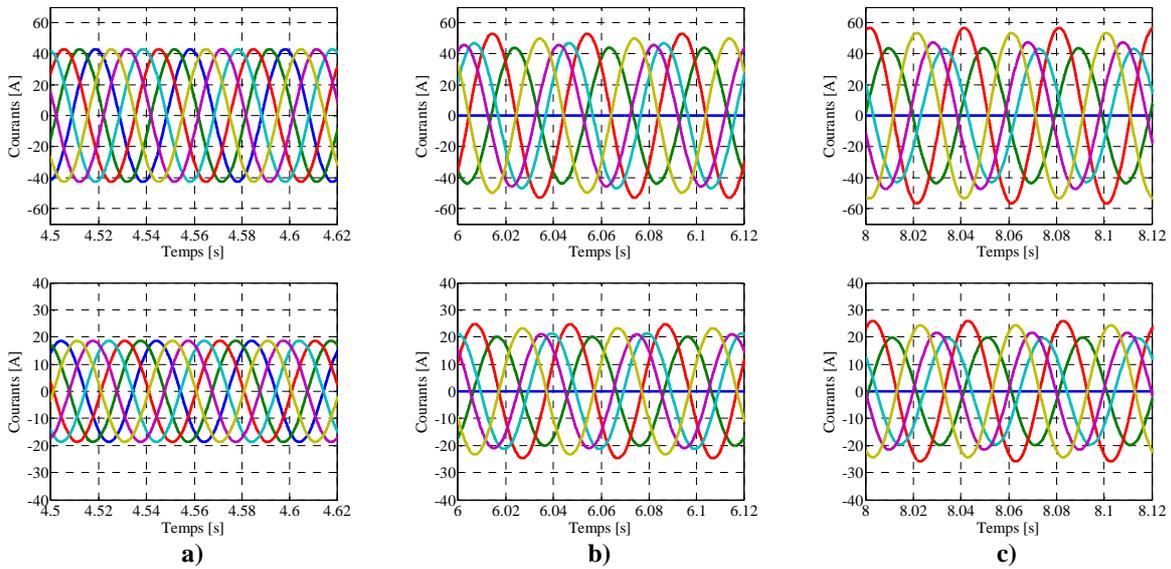


Fig. 78 Courants statoriques par phase en régime permanent : a) mode sain, b) ouverture d'une phase et c) mode défaut avec commande adaptée

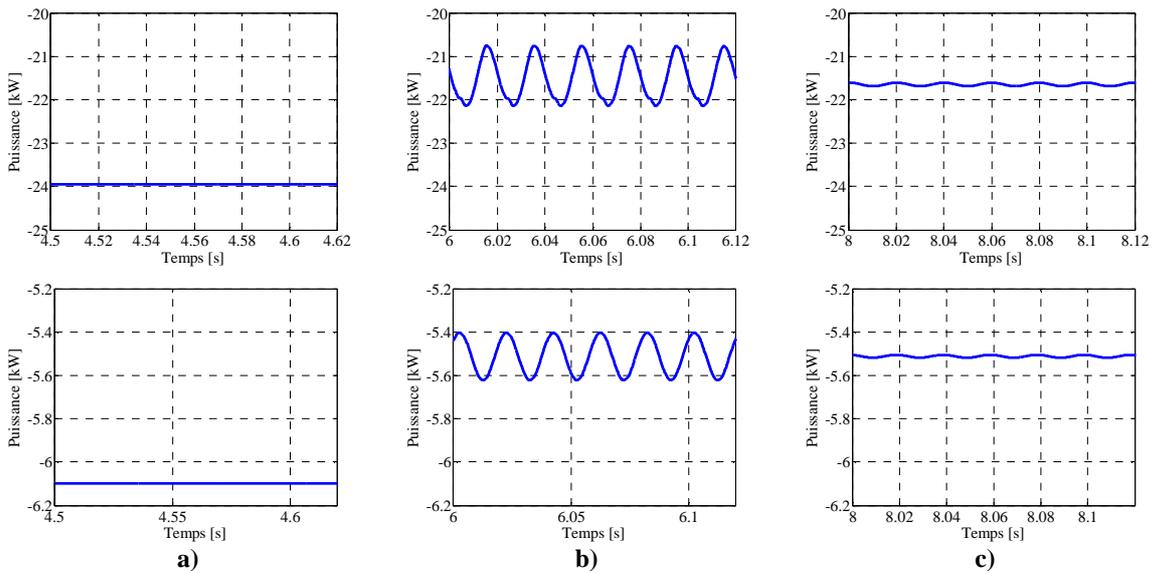


Fig. 79 Puissance électromagnétique en régime permanent : a) mode sain, b) ouverture d'une phase et c) mode défaut avec commande adaptée

IV.2.4.2. Résultats expérimentaux en régime permanent

La commande tolérante aux défauts d'ouverture de phase ayant été testée en simulation avec succès, il faut maintenant l'appliquer expérimentalement sur le banc d'essais pour la valider effectivement.

Les mêmes essais qu'en simulation à la puissance intermédiaire (Fig. 77 à 79 deuxième ligne) sont réalisés expérimentalement (Fig. 80 à 82). On peut remarquer que les résultats

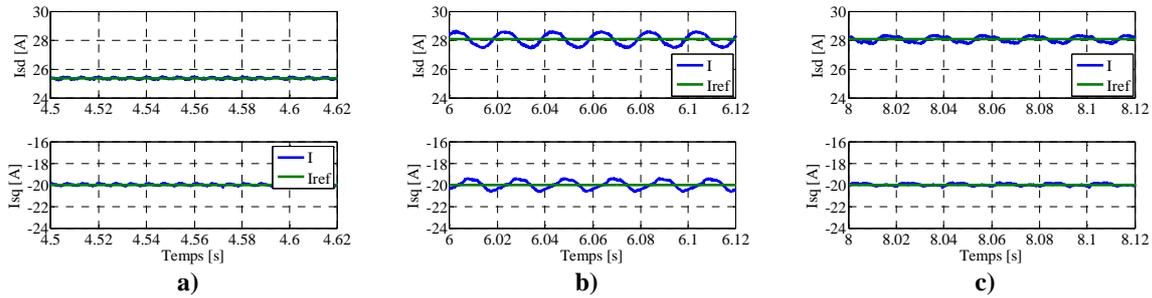


Fig. 80 Courants expérimentaux de découplage en régime permanent : a) mode sain, b) ouverture d'une phase et c) mode défaut avec commande adaptée

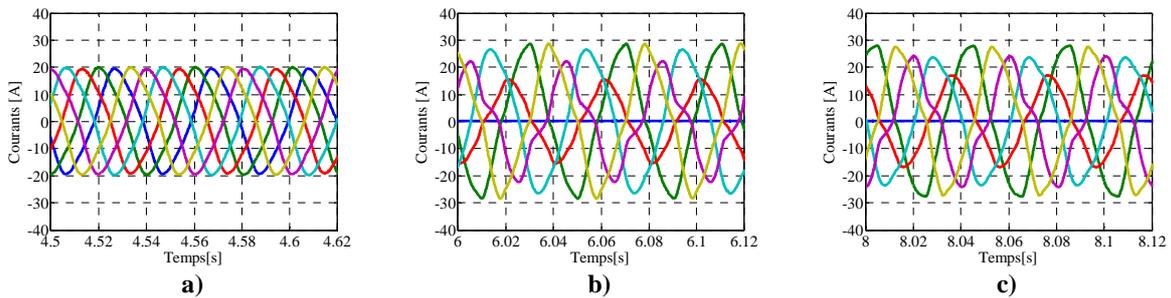


Fig. 81 Courants statoriques par phase en régime permanent : a) mode sain, b) ouverture d'une phase et c) mode défaut avec commande adaptée

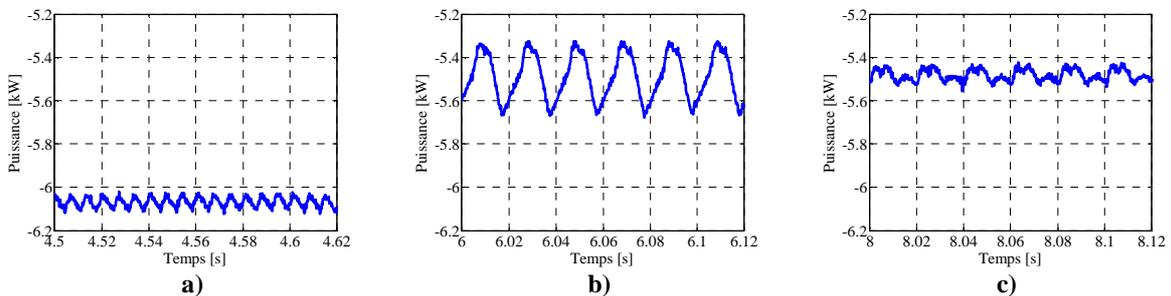


Fig. 82 Puissance électromagnétique en régime permanent : a) mode sain, b) ouverture d'une phase et c) mode défaut avec commande adaptée

expérimentaux corroborent avec ceux de simulation puisqu'une fois le correcteur adéquat appliqué, les oscillations sur les courants directs et en quadrature ainsi que sur la puissance électromagnétique disparaissent pour obtenir un comportement quasi identique à celui en mode sain.

IV.2.4.3. Résultats en régime dynamique

Maintenant que la commande tolérante aux défauts a été simulée et implantée avec succès en régime permanent, il faut effectuer le même processus de tests en simulation et validation expérimentale en régime dynamique à savoir lors de l'ouverture d'une phase en cours de fonctionnement. Un système de détection d'ouverture de phase est associé à notre stratégie de contrôle qui, une fois la phase défectueuse détectée isolera celle-ci et commutera vers l'algorithme de commande adapté à l'état de la machine (Fig. 83). Une commutation douce des régulateurs est utilisée pour assurer un passage lisse d'un régulateur à l'autre et éviter les problèmes de saturation des régulateurs.

Pour cela, la simulation et la validation expérimentale sont menées dans les conditions suivantes : la référence du courant en quadrature est de $-20A$, le flux rotorique de référence est fixé à $2Wb$, les 6 phases sont opérationnelles de $t=4s$ et ce jusqu'à $5.4s$, à $t=5.4s$ la phase a est ouverte (défaut 32) sans modification de la commande et enfin la commutation vers le régulateur adéquate est activée à $t=7.55s$

La figure 84 représente les courants directs et en quadrature simulés et expérimentaux lors du profil décrit ci-dessus, tandis que les figures 85 et 86 représentent les courants de phase avec des zooms appropriés ainsi que la puissance électromagnétique.

On peut remarquer que les résultats expérimentaux et de simulation sont très proches et qu'après la commutation d'algorithme lorsqu'une phase est déconnectée, les dynamiques redeviennent identiques à celles en mode sain. Notre stratégie de commande peut être donc considérée comme tolérante aux défauts puisque la production peut être maintenue en cas de perte d'une phase dans les mêmes conditions qu'en mode sain.

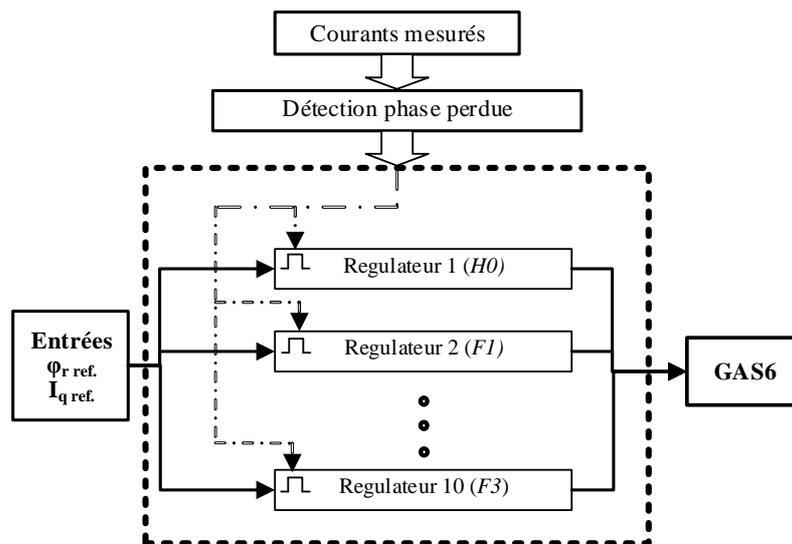


Fig. 83 Structure dynamique de régulation en mode dégradé

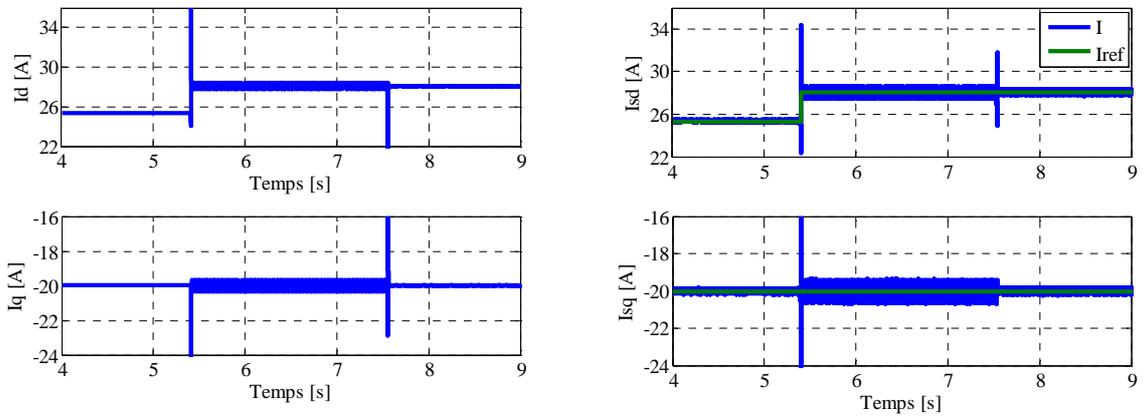


Fig. 84. Courants statorique en repère tournant : simulés (à gauche) et expérimentaux (à droite)

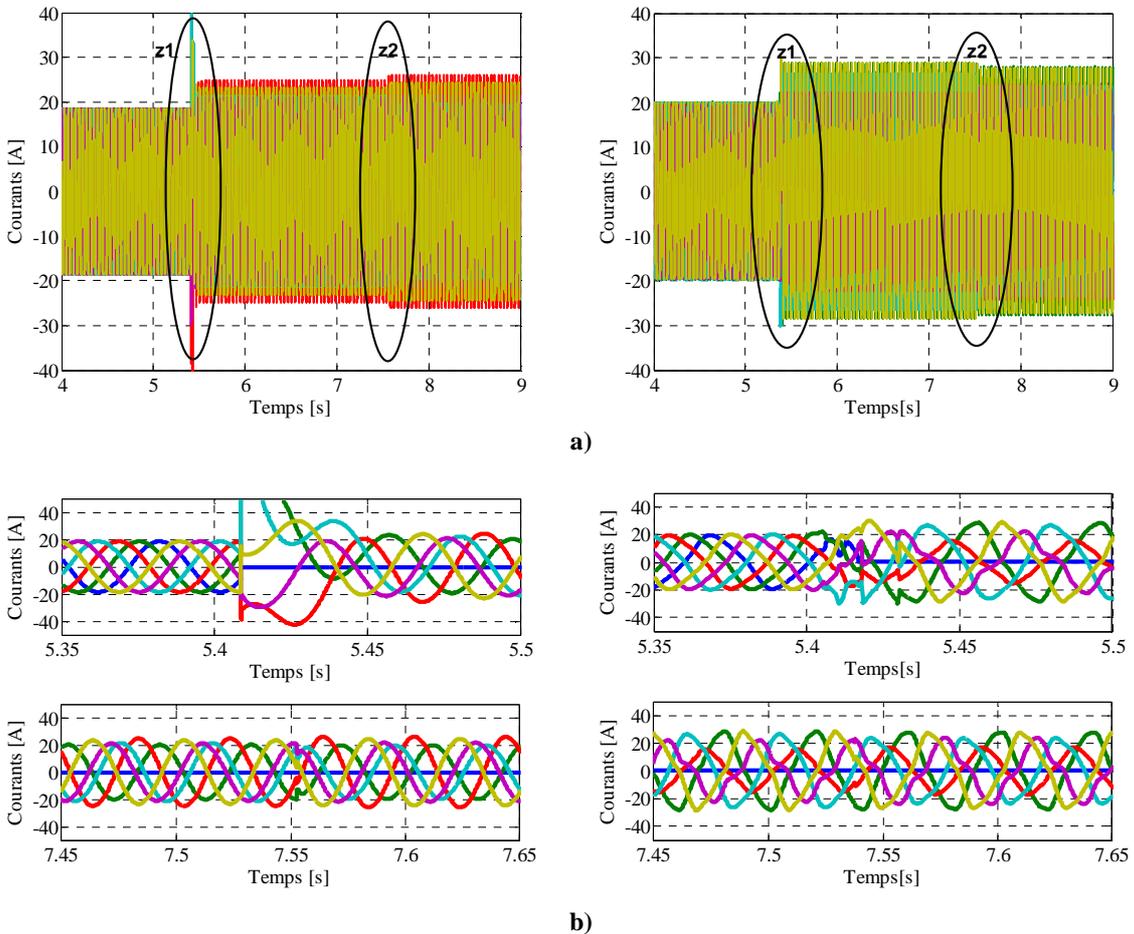


Fig. 85 Courants statoriques (a) avec zooms sur la zone 1 et 2 (b) : simulés (à gauche) et expérimentaux (à droite)

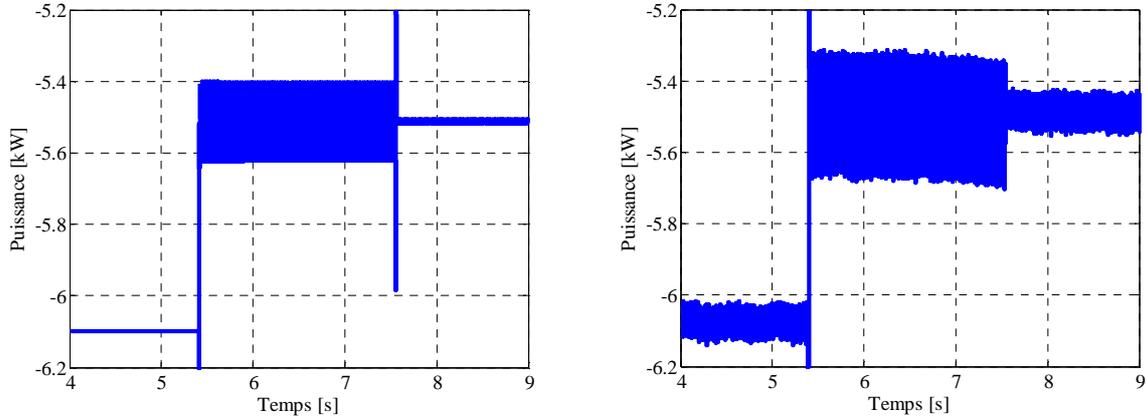


Fig. 86 Puissance électromagnétique : simulée (à gauche) et expérimentale (à droite)

IV.3. Optimisation du rendement de la GAS6 dans le control

Maintenant que la commande tolérante aux défauts de perte de phase a été simulée puis validée expérimentalement, il faut s'attacher à optimiser le rendement de la machine en minimisant les pertes de la génératrice. Pour cela, nous allons appliquer une méthode déjà éprouvée pour les machines asynchrones triphasées que nous allons étendre à notre machine hexaphasée. Il s'agit du contrôle par modélisation des pertes plus connue sous le nom anglais de Loss Model Control (*LMC*) qui consiste à déterminer le flux de référence optimal pour minimiser les pertes à partir d'une modélisation préalable de celles-ci.

IV.3.1. Modèle de contrôle des pertes (*LMC*)

IV.3.1.1. Bilan sur les pertes

Les pertes totales dans la machine sont composées des pertes cuivre dans le stator et le rotor (P_{cuivre}), des pertes fer (P_{fer}), des pertes mécaniques (P_{meca}) et enfin des pertes en commutation (P_{comm}):

$$P_{perte} = P_{cuivre} + P_{fer} + P_{meca} + P_{comm} \quad (4.31)$$

La puissance des pertes cuivre correspond à l'équation (4.32) en régime permanent:

$$P_{cuivre} = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (4.32)$$

Les pertes fer incluent les pertes par courants de Foucault et les pertes par hystérésis comme suit:

$$P_{fer} = (k_h \omega_s + k_e \omega_s^2) \phi_m^2 \quad (4.33)$$

Où: ϕ_m est le flux dans l'entrefer,
 k_h et k_e sont les coefficients de courants d'hystérésis et de Foucault
 ω_s est la pulsation statorique.

Les pertes mécaniques peuvent être exprimées en fonction de la vitesse du rotor (ω_r), du couple de frottement sec (C_{sec}) et du coefficient de frottement visqueux f_v :

$$P_m = (C_{sec} + f_v \cdot \omega_r) \cdot \omega_r \quad (4.34)$$

Les pertes de commutations sont considérées proportionnelles au courant et pour les convertisseurs utilisés sont données par:

$$P_{comm} = 100 + 38 \cdot I_{stator} \quad (4.35)$$

Les pertes totales du générateur peuvent donc être exprimées telles que:

$$P_{pertes} = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) + (k_h \omega_s + k_e \omega_s^2) \times \left[M^2 i_{sd}^2 + M^2 \left(1 - \frac{M}{l_r} \right)^2 i_{sq}^2 \right] + (T_{sec} + f_v \cdot \omega_r) \cdot \omega_r + (100 + 38 \cdot I_{stator}) \quad (4.36)$$

Sachant qu'avec le contrôle vectoriel, seules les pertes électriques peuvent être réduites, les pertes peuvent être exprimées en fonction des composantes directe et en quadrature comme suit:

$$P_{el_pertes} = A(\omega_s) \cdot i_{sd}^2 + B(\omega_s) \cdot i_{sq}^2 \quad (4.37)$$

où:

$$\begin{cases} A(\omega_s) = R_s + M^2 (k_h \omega_s + k_e \omega_s^2) \\ B(\omega_s) = R_s + R_r \frac{M^2}{l_r^2} + M^2 \left(1 - \frac{M}{l_r}\right)^2 (k_h \omega_s + k_e \omega_s^2) \end{cases} \quad (4.38)$$

On peut remarquer à partir de (4.37) que les pertes sont fonction du courant de magnétisation et du courant d'axe q correspondant au couple de la machine. En tenant compte de (3.36), les pertes peuvent être exprimées telles que:

$$P_{el_pertes} = A(\omega_s) \cdot i_{sd}^2 + \frac{B(\omega_s) \cdot C_{em}^2}{k_T^2 \cdot i_{sd}^2} = f(i_{sd}) \quad (4.39)$$

Par une approximation raisonnable, les pertes mécaniques dépendent de la vitesse du rotor:

$$P_m = k_m \omega_r^2 \quad (4.40)$$

où k_m est le coefficient de pertes mécaniques

A partir du modèle orthogonal de la GAS6 et de ses paramètres, les valeurs théoriques du courant magnétisant peuvent être calculées. A titre d'exemple, pour une fréquence du rotor de $13rad/s$ et différentes valeurs de couple de charge, une évaluation des pertes en fonction du courant magnétisant est faite. La Figure 87 représente les valeurs de pertes calculées en fonction du courant magnétisant. On peut ainsi définir le courant magnétisant optimal correspondant au minimum de perte et ce en fonction du couple de charge.

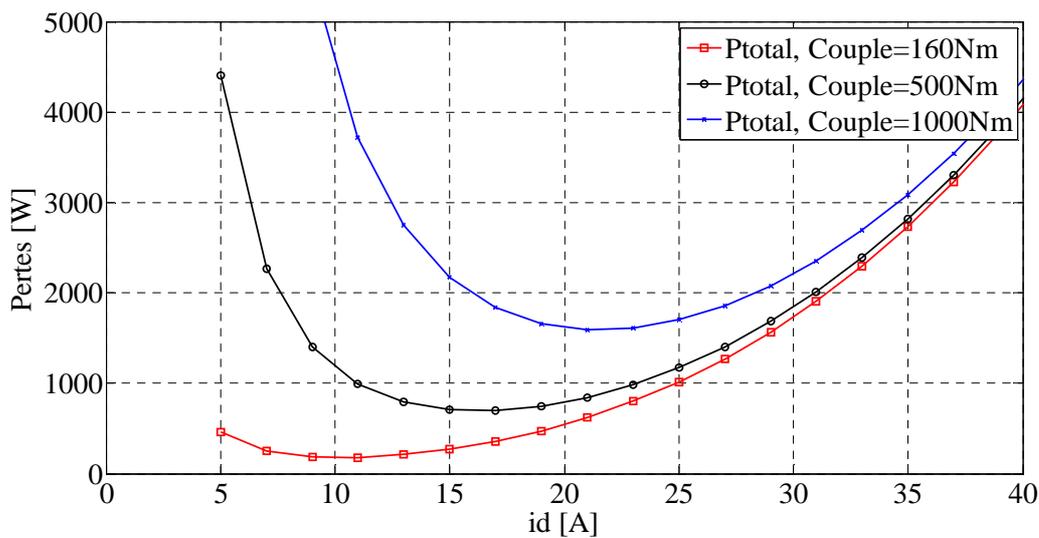


Fig. 87 Pertes [W] vs. courant magnétisant i_{sd} [A]

IV.3.1.2. Régulateur de courant avec la méthode LMC

Sur un système moderne de conversion éolienne, la puissance extractible est définie par un algorithme de suivi du point de puissance maximale *MPPT* (en l'anglais : *Maximum Power Point Tracker*) qui fournit le courant de référence sur l'axe q. Puis, en négligeant la constante de temps du rotor, (4.39) peut être simplifié comme suit:

$$i_{sd}^* = \left[\frac{B(\omega_s)}{A(\omega_s)} \right]^{\frac{1}{2}} \cdot |i_{qs}^*| \quad (4.41)$$

On voit que la référence de courant de magnétisation dépend de la fréquence du stator. Aussi, la Fig.88 représente le rapport i_{sd}/i_{sq} sur une plage de fréquence du stator allant de 20 à 200rad/s.

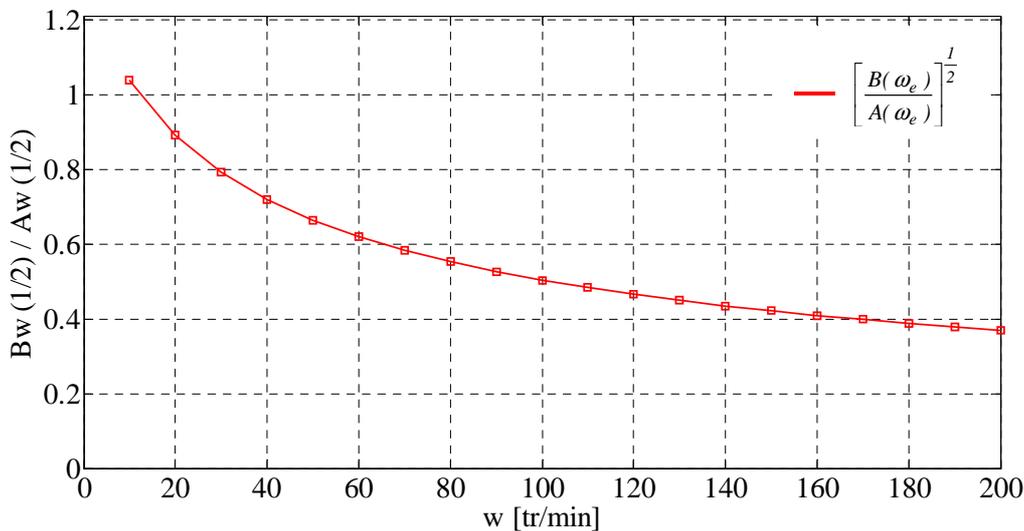


Fig. 88 Rapport i_{sd}^*/i_{sq}^* vs. Fréquence statorique [rad/s]

Avec la commande vectorielle classique, le courant magnétisant est maintenu constant à sa valeur nominale [61] et ne permet pas de minimiser les pertes. Aussi, la Fig. 89 représente les pertes fer et cuivre (P_{cu+fer}) et les pertes en commutation (P_{comm}) avec la méthode classique de commande vectorielle et avec la méthode proposée (*LMC*) à vitesse de rotation nominale du rotor. On peut remarquer que, grâce à la méthode *LMC*, des réductions significatives sur les pertes peuvent être réalisées dans des conditions de petites et moyennes puissances (en dessous de 70A pour i_{sq}). Il est également important de mentionner que, près du point nominal de fonctionnement, les pertes de puissance convergent vers la même valeur quelle que soit la méthode de contrôle (commande vectorielle classique ou *LMC*).

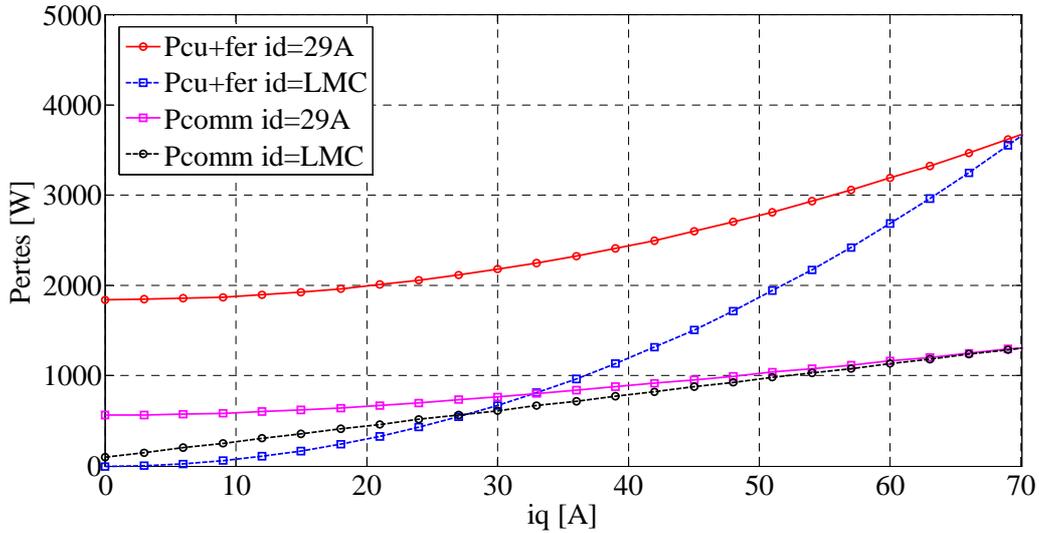


Fig. 89: Pertes [W] vs. i_{sq} [A]

Afin de quantifier les capacités de la méthode *LMC* appliquée à la *GAS6*, le rendement doit être analysé en fonction de la puissance d'entrée mécanique. Aussi, la Fig. 90 représente l'efficacité du générateur pour trois valeurs du courant de magnétisation différentes: la valeur nominale (29A), la valeur obtenue avec le procédé *LMC* et une valeur arbitraire (10A). L'efficacité est calculée en tenant compte des pertes fer, des pertes cuivre, des pertes en commutation et des pertes mécaniques à la vitesse nominale du rotor. On peut observer que le rendement maximal est obtenu avec la stratégie *LMC*.

Les résultats présentés ci-dessus montrent l'efficacité de la méthode *LMC* appliquée au prototype *GAS6*. Pour prouver que cette méthode peut être appliquée à notre système éolien, elle doit maintenant être mise en œuvre et testée expérimentalement sur le banc d'essai du laboratoire.

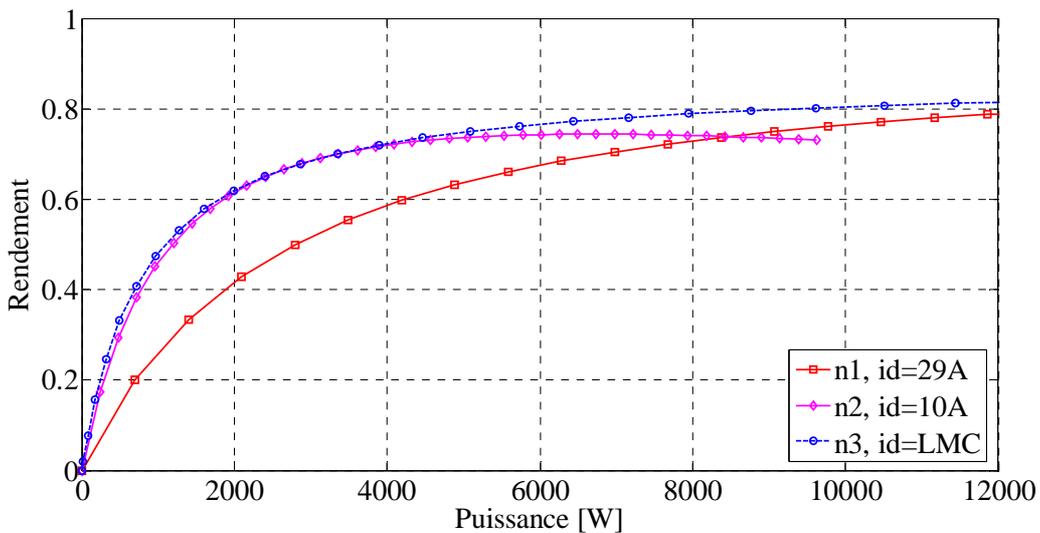


Fig. 90 Rendement du *GAS6* vs puissance mécanique d'entré [W]

IV.3.1.3. Résultats expérimentaux

Afin de prouver les capacités de la méthode *LMC* proposée auparavant, les résultats expérimentaux sont présentés dans cette partie.

La Fig. 91 représente les pertes de puissance (P_{cu+fer} et P_{comm}) en fonction du courant magnétisant de la machine pour un courant de référence sur l'axe q nul ($i_{qs}^* = 0A$), pour deux fréquences de rotation du rotor différentes (13 rad/s et 6.5 rad/s). En comparant avec les résultats théoriques dans les mêmes conditions, certaines différences peuvent être identifiées. On peut remarquer que ces différences sont constantes quelle que soit la vitesse du rotor et peuvent être liées aux limitations théoriques du modèle, celui-ci ne prenant pas en compte des caractéristiques des matériaux.

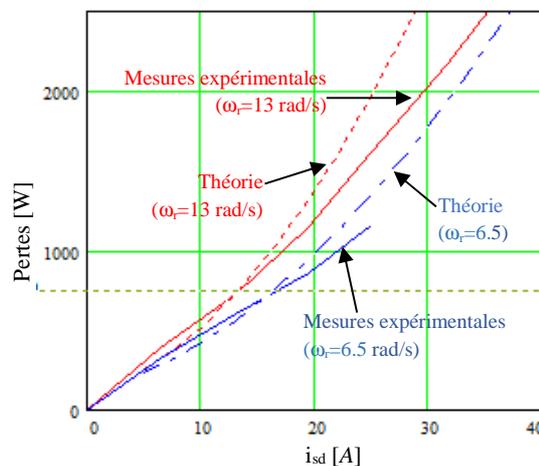


Fig. 91 Pertes [W] vs i_{sd} [A]

Enfin, la figure 92 représente l'efficacité du générateur avec la commande vectorielle classique et avec la méthode *LMC* en fonction de la puissance d'entrée mécanique pour cinq points de fonctionnement en charge différents (0A; -10A, -20A; -30A; -40A) et ce pour une vitesse de rotation du rotor de 125 tr/min. Les résultats expérimentaux prouvent clairement qu'une meilleure efficacité est obtenue avec la méthode *LMC* pour les points de fonctionnement de petite puissance par rapport à la commande vectorielle classique.

IV.4. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, la commande vectorielle telle qu'elle a été présentée au chapitre 3 et appliquée en mode sain a été adaptée de manière à devenir tolérante aux défauts de type perte de phase. Pour cela, les modèles de la génératrice en défaut ont été établis pour tous les cas possibles de pertes de phases (10 différents au total). Les matrices de transformation ont également

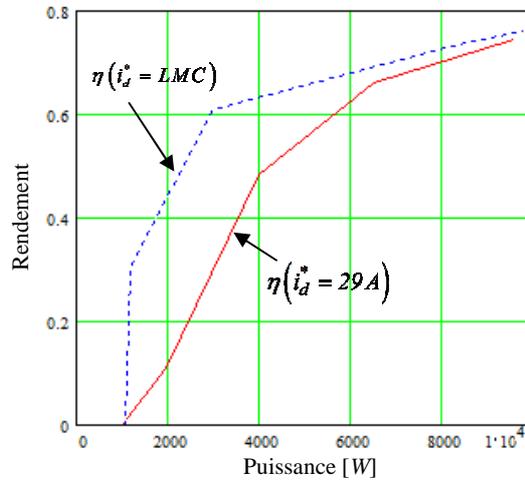


Fig. 92 Rendement vs puissance électromagnétique [W] d'entrée à 125 tr/min

été recalculées selon le type de défauts et les paramètres des régulateur proportionnel-intégral l'ont été également. Il suffit donc, une fois le défaut de perte de phase détecté, de commuter de transformations et de régulateurs pour que le défaut soit pris en compte et la commande deviennent adéquate.

Pour valider les propriétés de cette stratégie de commande tolérante aux défauts, nous avons focalisé notre étude sur le cas de la perte d'une phase statorique. Des premiers essais ont été réalisés en simulation en régime permanent à savoir sans étude du régime dynamique lors de la perte de phase. De ces premières simulations, il s'est avéré que la stratégie proposée permet d'éliminer les oscillations sur le couple électromagnétique apparaissant lorsqu'une phase est déconnectée. Des essais expérimentaux ont alors été menés avec succès dans les mêmes conditions validant les propriétés statiques de la stratégie proposée.

Des simulations et essais expérimentaux ont alors été conduits pour éprouver les capacités dynamiques de notre stratégie à savoir le comportement de la génératrice lorsqu'une phase est déconnectée en cours de fonctionnement. Encore une fois, les résultats de simulation et ceux expérimentaux corroborent avec la théorie exposée et mettent en exergue les bonnes capacités dynamiques de notre approche.

Enfin, dans le but d'optimiser le rendement de la machine, la technique de commande par modélisation des pertes (*Loss Model Control* en anglais) a été appliquée à notre génératrice hexaphasée. Les résultats obtenus avec la méthode *LMC* ont été comparés avec ceux obtenus avec la commande vectorielle classique et montrent le gain de puissance entraînée par la méthode proposée notamment aux basses et moyennes puissances.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse ont permis de mettre au point un système de génération hexaphasé asynchrone à grand nombre des paires de pôles pour l'éolien connecté au réseau public de distribution d'électricité présentant les avantages d'être tolérant aux défauts mécaniques parce qu'il s'affranchit du multiplicateur de vitesse, et tolérant aux défauts électriques puisqu'il offre plus des degrés de liberté au stator par multiplication du nombre de phases actives.

Les travaux de recherche ont été concentrés sur deux axes à savoir la modélisation et la commande de la génératrice en mode sain et en mode défaut. Une plateforme expérimentale d'une puissance de $24kW$ a été développée et a nécessité un important travail d'ingénierie. Si la conception et la fabrication du prototype de la *GAS6* ont été réalisées dans un travail antérieur, les tests pour déterminer les paramètres électriques et mécaniques ont été faits au laboratoire. La partie convertisseurs de puissance et le système de contrôle associé ont été réalisés par la Société *Triphase* basée à Leuven avec laquelle l'équipe *EESA* travaille depuis plusieurs années.

Dans le premier chapitre, ont été présentés les différents types de technologies industrielles existantes jusqu'aux nouvelles technologies en cours de développement pour l'éolien. Une analyse de chaque structure a été introduite en se basant sur les avantages et inconvénients de chacune. La structure d'aérogénérateur retenue est justifiée par une forte motivation quant aux avantages, par rapport aux performances des technologies existantes.

A partir des données géométriques du prototype de la génératrice de $24kW$, un modèle a été établi dans le deuxième chapitre. La modélisation est basée sur la théorie des circuits internes équivalents (*CIE*), une méthode développée auparavant par l'équipe *EESA*. Cette méthode permet d'introduire facilement des défauts statoriques et rotoriques par l'ouverture de commutateurs. Les caractéristiques du stator multipôles avec un bobinage à quatre couches font les particularités du développement de la modélisation et le calcul des paramètres électriques du modèle est l'une des étapes les plus difficiles car le bobinage du prototype n'est pas standard. Les nombres importants de pôles et phases ont alourdi la taille des matrices à calculer (288 par 288) de par une modélisation très fine réalisée bobine par bobine. Le calcul des paramètres électriques à partir des caractéristiques géométriques a été entièrement automatisé et il pourra être extrapolé à n'importe quel modèle de machine asynchrone. Un des autres avantages de la modélisation *CIE* est qu'elle permet le calcul des paramètres du modèle équivalent monophasé de la machine. Le passage des paramètres du modèle *CIE* aux paramètres du schéma équivalent monophasé a été également présenté dans ce chapitre.

Grace aux évolutions des logiciels de simulation et de la puissance de calcul des ordinateurs, le modèle *CIE* établi a été retranscrit sous le logiciel *Matlab/Simulink*[®]. Des simulations ont été réalisées lors des régimes permanents et transitoires en génération pour des points de

fonctionnement à vide et à charge nominale. Les résultats obtenus concordent avec les paramètres nominaux de la machine.

Dans le troisième chapitre, l'étude de la commande du prototype de génératrice asynchrone à cage hexaphasée associée aux convertisseurs de puissance a été présentée. Une commande vectorielle a été choisie pour l'aérogénérateur raccordé au réseau public via un convertisseur back to back par orientation indirecte du flux rotorique et contrôle des courants biphasés par des régulateurs *PI*. La commande ainsi développée a été associée en simulation au modèle *CIE* développé dans le deuxième chapitre. Des résultats de simulation ont montré l'efficacité de la méthode pour plusieurs points de fonctionnement. Une plateforme expérimentale de test dédiée à ce projet a été développée au sein du laboratoire *LTI*. Des essais expérimentaux ont été réalisés pour les mêmes points de fonctionnement et conditions qu'en simulation sur ce banc d'essai. Enfin, les résultats de simulation et expérimentaux en mode sain ont été comparés avec succès en régime permanent de fonctionnement, permettant de valider la méthode de commande associée au modèle *CIE*.

Le comportement en mode dégradé du système génératrice-convertisseur a été étudié dans le chapitre quatre. Les défauts de type ouverture de phase dus aux pertes de bras des convertisseurs ou de phase statorique ont été traités avec un focus particulier quant aux effets sur la puissance électromagnétique. Ainsi, selon le type de défaut, on commute de régulateurs *PI* et de matrices de transformation pour diminuer l'amplitude des oscillations de puissance. Des simulations ont mis en exergue l'efficacité de la commande en mode dégradé tout d'abord en régime permanent puis lorsque le défaut surgit en cours de fonctionnement (régime dynamique). Pour ce deuxième mode de fonctionnement, un algorithme de commutation douce a été introduit. L'algorithme de commande adapté aux défauts a ensuite été implanté avec succès et les résultats des essais menés expérimentalement dans les mêmes conditions qu'en simulation ont prouvé le caractère tolérant aux défauts de l'algorithme proposé. Enfin, dans le but d'optimiser le rendement du système de conversion d'énergie éolienne, la technique de commande par modélisation des pertes a été associée à l'algorithme de contrôle. Les résultats obtenus avec cette méthode ont prouvé l'efficacité de la méthode pour des petites et moyennes puissances.

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse ouvrent de nombreuses perspectives.

Tout d'abord le modèle *CIE* pourrait être associé à un modèle mécanique permettant ainsi d'obtenir un simulateur complet de la chaîne de conversion d'énergie éolienne.

Du point de vue de la commande, un algorithme de suivi du point de puissance maximale de type *MPPT* pourrait être intégré pour être au plus proche d'un système moderne de conversion éolien raccordé au réseau public.

De même, il pourrait être envisagé de substituer les régulateurs *PI* par d'autres lois plus connues pour leur robustesse telles que la commande par mode glissant ou la commande par logique floue.

Enfin, l'équipe *EESA* ayant mis au point et acquis une machine synchrone hexaphasée à flux radial, il serait intéressant de mener la même démarche présentée dans la thèse sur ce nouveau prototype et de comparer les résultats des 2 machines.

Annexe A

1. Paramètres nominaux de la GAS6 :

Tableau 1 Caractéristiques électriques de la génératrice

Puissance nominale	P_n	24 KW
Tension nominale	V_s	230 V
Fréquence nominale	f_n	25 Hz
Vitesse rotorique nominale	Ω_n	125 tr/min
Nombre de phases statoriques	m	6
Couplage		Etoile

2. Paramètres géométriques de la GAS6 :

b	Nombre totale de bobines	288
b_1	Nombre de bobines par phase	48
b_2	Nombre de bobines par pôle et par phase	2
C_{ph}	Nombre de conducteurs par phase	768
d_1^s, d_2^s, d_3^s	Longueur de l'encoche du stator	51.5, 4.5, 51.5 x 10 ⁻³ [m]
D_r	Diamètre externe du rotor	803x10 ⁻³ [m]
D_s	Diamètre interne du stator	832.8 x10 ⁻³ [m]
G	Epaisseur de l'entrefer	832.8 x10 ⁻³ [m]
l_a	Longueur de l'anneau de court-circuit entre deux barres consécutives	29 x10 ⁻³ [m]
l_r	Longueur de la barre rotorique	244 x10 ⁻³ [m]
l_s	Longueur de l'encoche statorique	244 x10 ⁻³ [m]
l_{tb}	Longueur de la tête de bobine z	221x10 ⁻³ [m]
N_c	Nombre des spires par conducteur	4 (12 brins en parallèle)
N_{es}	Nombre des encoches statoriques	144
N_{ph}	Nombre des spires par phase	192
N_t	Nombre de tôles	485
p	Nombre des paires de pôles	12
Q	Nombre de barres	106
S_a	Aire de la section de l'anneau	597.4 x10 ⁻⁶ [m ²]
S_b	Aire de la section de la barre	200 x10 ⁻⁶ [m ²]
S_{es}	Aire de la section de l'encoche	544 x10 ⁻⁶ [m ²]
S_f	Surface délimitée par une maille	6x10 ⁻⁶ [m ²]
S_s	Section du fil conducteur d'une spire	14.726x10 ⁻⁶ [m ²]

w_1^s, w_2^s	Largeur l'encoche du stator	$2,10 \times 10^{-3} [m]$
γ	Pas d'encoche électrique	$523.6 \times 10^{-3} [rad]$
γ_m	Pas d'encoche mécanique	$18.16 [mm]$
Z	Nombres d'encoches	144
Z_p	Nombre d'encoches par pôle	6
Z_c	Nombre d'encoches enjambées par la bobine	5
γ_m^r	Pas d'encoche mécanique	$59.27 \times 10^{-3} [rad]$
γ^r	Pas d'encoche électrique	$17.07 \times 10^{-3} [rad]$
λ_{ce}^s	Coefficient de fuite de tête de bobine	0.35
τ_p	Pas polaire (longueur d'arc)	$108.93 \times 10^{-3} [m]$
ρ_p	Pas polaire	$261.8 \times 10^{-3} [rad]$
ρ_m	Angle mécanique des encoches enjambées par la bobine	$218.16 \times 10^{-3} [rad]$
ρ	Pas électrique d'une bobine	$2.618 [rad]$
τ_r	Pas d'encoche rotorique (longueur d'arc)	$23.8 \times 10^{-3} [m]$
τ_s	Pas statorique	$18.2 \times 10^{-3} [rad]$
τ_{sz}	Pas de la bobine z	$18.2 \times 10^{-3} [rad]$
Γ_r	Circonférence du rotor	$2.61 [m]$
Γ_s	Circonférence interne du stator	$2.62 [m]$

3. Paramètres électriques calculées de la GAS6:

L_{ag}^r	Inductance propre d'entrefer	$0.31 \times 10^{-3} [H]$
$L_{ag,k,i}^r$	Inductance mutuelle entre les mailles rotoriques	$-5.08 \times 10^{-8} [H]$
L_{ag,z_A,z_B}^s	Inductance mutuelle entre bobine 1 et bobine 2 ($z_A=1$ et $z_B=2$)	$2.43 \times 10^{-4} [H]$
$L_{k,ag}^r$	Inductance propre d'entrefer pour une maille	$5.34 \times 10^{-6} [H]$
$L_{k,z}^r$	Inductance de fuite d'une encoche	$4.09 \times 10^{-7} [H]$
$L_{k,l,Q}^r$	Inductance mutuelle entre les barres rotoriques	$4.08 \times 10^{-7} [H]$
$L_{z,k}^{sr}$	Inductance mutuelle stator rotor entre la bobine z et la maille k	Matrice [288x106]
$L_{z,z}^s$	Inductance propre de la bobine b	$0.03369 \times 10^{-3} [H]$
$L_{z,1..288}^s$	Inductance mutuelle entre la bobine z et les autres 288 bobines	Matrice [288x288]
L_{zag}^s	Inductance totale d'entrefer	$0.3073 \times 10^{-3} [H]$

$L_{z,s}^s$	Inductance de fuite totale d'encoche	$28.057 \times 10^{-3} [H]$
$L_{z,ce}^s$	Inductance de fuite totale de tête de bobine	$1.55 \times 10^{-6} [H]$
M_1 / M_2	Limite supérieure/ inférieure de l'inductance mutuelle stator-rotor entre la bobine z et la maille k	$2.08 \times 10^{-5} [H]$
M_m	Valeur max de l'inductance mutuelle stator-rotor entre la bobine z et la maille k	$2.9 \times 10^{-9} [H]$
R_b^r	Résistance des barres rotoriques	$3.66 \times 10^{-5} [\Omega]$
R_{er}^r	Résistance de l'anneau de court-circuit	$1.45 \times 10^{-6} [\Omega]$
R_m^s	Résistance statorique	$0.0053 [\Omega]$
r_{sz}	Résistance statorique d'une bobine élémentaire	$0.0053 [\Omega]$

Caractéristiques des matériaux :

μ_0	Perméabilité à vide	$4\pi \times 10^{-7} [Hm^{-1}]$
ρ_{cu}	Résistivité du cuivre	$21 \times 10^{-9} [\Omega m]$

Bibliographie

A

- [ABR14] Abrahamsen, A. B., Magnusson, N., Liu, D., Stehouwer, E., Hendriks, B., & Polinder, H. (2014). Design study of a 10 MW MgB2 superconductor direct drive wind turbine generator. In Proceedings of EWEA 2014. European Wind Energy Association (EWEA)
- [ALB12] L. Alberti and N. Bianchi, "Experimental Tests of Dual Three-Phase Induction Motor Under Faulty Operating Condition," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 5, pp. 2041-2048, May 2012.
- [AMI12] H. Amimeur, D. Aouzellag, R. Abdessemed, K. Ghedamsi, "Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems", Electrical Power and Energy Systems, 2012, vol. 42, pp. 60–70.
- [APS06] J. Apsley and S. Williamson, "Analysis of multiphase induction machines with winding faults," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 2, pp. 465-472, March-April 2006.
- [ARO08] G. Aroquiadassou « Contribution à la conception et aux tests d'un actionneur électrique à induction hexaphasé alimenté par un bus continu 42V », Génie électrique, Université de Picardie Jules Verne, 2008.
- [ARO08_1] G. Aroquiadassou, A. Cavagnino, H. Henao, A. Boglietti, G.A. Capolino, "A New Circuit-Oriented Model for the Analysis of Six-Phase Induction Machine Performances", Electric Power Systems Research, vol. 78, n°10, October 2008, pp.1798-1805.
- [AYD10] M. Aydin, S. Huang and T. A. Lipo, « Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: A Review », Research Report 2004-10, University of Wisconsin-Madison.

B

- [BAB09] Babak Vaseghi. Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires. Modélisation - Réduction du courant de défaut. Electric power. Institut National Polytechnique de Lorraine - INPL, 2009.
- [BAG99] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Nancy, Jan. 1999.
- [BEL08] A. Bellini, A. Yazidi, F. Filippetti, C. Rossi and G. A. Capolino, "High Frequency Resolution Techniques for Rotor Fault Detection of Induction Machines," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, pp. 4200-4209, Dec. 2008.

- [BET14] F. Betin et al. "Trends in electrical machines control," IEEE Ind. Electron. Mag., vol. 8, no. 2, pp. 43–55, Jun. 2014.
- [BIA05] N. Bianchi; Electrical Machine Analysis using Finite Elements, Taylor & Francis, 2005.
- [BOM09] Edouard Bommé "Modelisation et Optimisation des Machines Electriques Discoides a Double Entrefer" Engineering Sciences. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2009.
- [BOY06] Armand Boyette « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne » Génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 2006.
- [BU14] F. Bu, Y. Hu, W. Huang and S. Zhuang, "Parameter Design and Static Performance of Dual Stator-Winding Induction Generator Variable Frequency AC Generating System With Inductive and Capacitive Loads," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 8, pp. 3902-3914, Aug. 2014.

C

- [CAP02] G.A. Capolino, C. Delmotte, H. Henao, C. Martis, R. Lucic « Signature fréquentielle de défauts des machines à partir de la modélisation » Université de Picardie de Jules Verne, Janvier 2002, Amiens.
- [CAP02_1] G.A. Capolino, C. Delmotte, H. Henao, C. Martis, R. Lucic « Signature fréquentielle de défauts des machines à partir de la modélisation » Université de Picardie de Jules Verne, mai 2002, Amiens.
- [CAP14] F. Giulii Capponi, G. De Donato and F. Caricchi, « Axial-Flux Hybrid-Excitation Synchronous Machine: Analysis, Design and Experimental Evaluation », University of Rome "La Sapienza", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 50, No. 5, September/October 2014.
- [CAV02] A. Cavagnino, M. Lazzari, F. Profumo, A. Tenconi, A., "A comparison between the axial flux and the radial flux structures for PM synchronous motors," in IEEE Transactions on Industry Applications, , vol.38, no.6, pp.1517-1524, Nov/Dec 2002.
- [CAR94] F. Caricchi, F. Crescimbinini and E. Santini, "Basic principle and design criteria of axial-flux PM machines having counter-rotating rotors," Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE, Denver, CO, 1994, pp. 247-253 vol.1.
- [CET09] CETIM, « Eoliennes: Multiplicateur / Entraînement direct: Comparaison des coûts », <http://www.cetim.fr/fr/Mecattheque/Veille-technologique/Eoliennes-Multiplicateur-Entrainement-direct-Comparaison-des-couts>, , 2009.
- [CHA15] C. Chakraborty and V. Verma, "Speed and Current Sensor Fault Detection and Isolation Technique for Induction Motor Drive Using Axes Transformation," in

- IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 3, pp. 1943-1954, March 2015.
- [CHE04] L.Chédot, These doctorat UTC : “Contribution à l’étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l’alternateur-démarrateur ». Soutenue le 09 novembre 2004.
- [CHE14] Hang Seng Che, M.J. Duran, E. Levi, M. Jones, Wooi-Ping Hew; N. Abd Rahim, "Postfault Operation of an Asymmetrical Six-Phase Induction Machine With Single and Two Isolated Neutral Points," IEEE Transactions on Power Electron., vol.29, no.10, pp.5406-5416, Oct. 2014.
- [CHE12] H. S. Che, W. P. Hew, N. A. Rahim, E. Levi, M. Jones and M. J. Duran, "Current Control of a Six-Phase Induction Generator for Wind Energy Plants," Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International, Novi Sad, 2012, pp. LS5b.2-1-LS5b.2-7.
- [CHI04] F. Chimento, A. Raciti: “Low-Speed Axial-Flux PM Generator for Wind Power Systems”, Department of Electrical Electronic and Systems Engineering, University of Catania,2004.
- D**
- [DAG13] Benjamin Daguse. Modelisation analytique pour le dimensionnement par optimisation d'une machine dediee a une chaine de traction hybride a dominante électrique. Other. Supelec, 2013.
- [DEL95] C. Delforge and B. Lemaire-smail, “Induction machine modelling using finite elements and permeance network methods,” IEEE Trans. Magn., vol. 31, no. 3, pp. 2092–2095, May 1995.
- [DEL03] C. Delmotte-Delforge, H. Hénao, G. Ekwe, P. Brochet, G-A. Capolino, "Comparison of two modeling methods for induction machine study: application to diagnosis", COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, Vol. 22 Iss: 4, pp.891 – 908, 2003.
- [DON12] G. De Donato, F. Giulii Capponi, G.A. Rivellini, F. Caricchi (2012). Integral-Slot Versus Fractional-Slot Concentrated-Winding Axial-Flux Permanent-Magnet Machines: Comparative Design, FEA, and Experimental Tests . IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 48, p.1487-1495.
- [DUR16] M. J. Duran, I. Gonzalez Prieto, M. Bermudez, F. Barrero, H. Guzman and M. R. Arahal, "Optimal Fault-Tolerant Control of Six-Phase Induction Motor Drives With Parallel Converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 1, pp. 629-640, Jan. 2016.
- [DUR11] M. J. Duran, S. Kouro, B. Wu, E. Levi, F. Barrero, S. Alepuz, “Six-phase PMSG wind energy conversion system based on medium-voltage multilevel converter”,

14th Europ. Conf. on Pow. Electronics and App. (EPE 2011), Agu. 30-Sep. 1 2011, pp. 1-10.

E

[EKW03] G. Ekwe, "Modélisation et simulation numérique pour le diagnostic des machines électriques : une approche par le modèle interne à circuits équivalents", Thèse en génie électrique, Université de Picardie Jules Verne, Amiens, Oct. 2003.

[ESP13] R. Espinoza-Trejo, D. U. Campos-Delgado, G. Bossio, E. Barcenas, J. E. Hernandez-Diez and L. F. Lugo-Cordero, "Fault diagnosis scheme for open-circuit faults in field-oriented control induction motor drives," in *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 5, pp. 869-877, May 2013.

F

[FLE07] A. Fleury, D. A. de Andrade, F. d. S. e Silva and J. L. Domingos, "Switched Reluctance Generator for complementary Wind Power Generation in Grid Connection," 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference, Antalya, 2007, pp. 465-470.

G

[GAZ13] A.M.Gazdac, These de doctorat UPJV « Design and Control of the Dual Rotor Permanent Magnet Induction Machine for Electric Traction», Soutenue le 8 octobre 2013.

H

[HAD01] D. Hadiouche, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure", Thèse en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy, 2001.

[HAD04] D. Hadiouche, H. Razik and A. Rezzoug, "On the modeling and design of dual-stator windings to minimize circulating harmonic currents for VSI fed AC machines", *IEEE Trans. Ind. App.*, March-April 2004, vol. 40, no. 2, , pp. 506-515.

[HEN97] H. Henao, G.A. Capolino, M. Poloujadoff, "A simulation methodology for induction machine diagnostics using the alternative transients program (EMTP/ATP)", *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED'97)*, Carry-le-Rouet, France, Sept. 1997, pp. 185-190.

[HEN04] H. Henao, C. Martis, G.A. Capolino « An equivalent internal circuit of the induction machine for advanced spectral analysis» *IEEE Transactions on industry Applications*. Juin 2004.

[HOL05] H. Holttinen, T. Lakso, M. Marjaniemi, Tuulivoiman Tuotantotilastot Vuosiraportti, 2000-2005, VTT, Espoo, Finland, www.vtt.fi

I

[IEC05] International Electrotechnical Commission, Wind turbines – Part 1: Design Requirements, IEC 64100-1, 2005.

[ILE11] Dan Ilea « Conception optimale des moteurs à réluctance variable à commutation électronique pour la traction des véhicules électriques légers », Génie électrique, Ecole Centrale de Lille et Université Technique de Cluj Napoca, 2011.

J

[JIA15] X. Jiang, W. Huang, R. Cao, Z. Hao and W. Jiang, "Electric Drive System of Dual-Winding Fault-Tolerant Permanent-Magnet Motor for Aerospace Applications," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 12, pp. 7322-7330, Dec. 2015.

K

[KIA06] R. Kianinezhad, “ Contribution à la commande des machines asynchrones hexaphasées ”, Thèse en génie électrique, Université de Picardie Jules Verne, 2006.

[KIA08] R. Kianinezhad, B. Nahid Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin, and G. A. Capolino, “Modeling and control of six-phase symmetrical induction machine under fault condition due to open phases,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 5, pp. 1966–1977, May 2008.

[KRA08] C. Kral, F. Pirker, G. Pascoli and H. Kapeller, "Robust Rotor Fault Detection by Means of the Vienna Monitoring Method and a Parameter Tracking Technique," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, pp. 4229-4237, Dec. 2008.

L

[L1] <https://windeurope.org>

[L2] <http://ec.europa.eu/eurostat/>

[L3] <http://www.eurobserv-er.org/barometre-eolien-2016/>

[L4] http://www.gwec.net/wp-content/uploads/vip/GWEC-PRstats-2015_LR.pdf

[L5] <http://www.logement.gouv.fr/la-reglementation-thermique-2012>

[L6] <http://www.energieplus-lesite.be>

[L7] <http://www.windpowermonthly.com/10-biggest-turbines>

- [L8] <http://sitelec.org/cours/abati/cirmag.htm>
- [L9] <http://www.alfanarttechnicalservices.com/reference.html>
- [L10] <https://en.partzsch.de/synchronous-rotors>
- [L11] <http://www.mpoweruk.com/generators.htm>
- [LEV04] E. Levi, “Editorial-special issue on multi-phase motor drives”, EPE Journal, 2004, vol. 14, no. 3, p. 4.
- [LEV07] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H.A. Toliyat, and S. Williamson, “Multiphase induction motor drives—A technology status review”, IET Elect. Pow. App., Jul. 2007, vol. 1, no. 4, pp. 489–516.
- [LEV08] E. Levi, “Multiphase electric machines for variable-speed applications”, IEEE Trans. Ind. Electronic, May 2008, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909.
- [LEV07] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H.A. Toliyat, and S. Williamson, “Multiphase induction motor drives—A technology status review”, IET Elect. Pow. App., Jul. 2007, vol. 1, no. 4, pp. 489–516.
- [LEV13] E. Levi, N. Bodo, O. Dordevic, and M. Jones, “Recent advances in power electronic converter control for multiphase drive systems,” in Proc. IEEE WEMDCD, Paris, France, 2013, pp. 156–165.
- [LEV16] Emil Levi; Federico Barrero; Mario J. Duran, “Multiphase machines and drives – Revisited” IEEE Transactions on Industrial Electronics, January 2016, vol. 63, issue: 1.
- [LEV16_1] E. Levi, "Advances in Converter Control and Innovative Exploitation of Additional Degrees of Freedom for Multiphase Machines," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 1, pp. 433-448, Jan. 2016.
- [LOC06] Fabrice Locment, “Conception et modelisation d’une machine synchrone a 7 phases a aimants permanents et flux axial: commande vectorielle en modes normal et degrade”, Genie électrique, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2006.

M

- [MAD02] G. Madescu, «Conception de machines asynchrones », Université Technique de Cluj-Napoca, Département de Machines Electriques 2002.(en roumain).
- [MOG13] M. Moghadasian, “Commande intelligente des actionneurs hexaphasées”(en anglais) ,Thèse en génie électrique, Université de Picardie Jules Verne, Juillet. 2013.
- [MOL13] Y. Mollet, J. Gyselinck and F. Meinguet, "Current sensor fault detection and isolation combining model-based and signal-based algorithms in PMSG drives," 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, 2013, pp. 1-10.

- [MON12] Pascal Monjean. Optimisation de l'architecture et des flux energetiques de centrales a energies renouvelables offshore et onshore equipees de liaisons en continu. Energie électrique. Arts et Metiers ParisTech, 2012.
- [MOU05] Luc Moureau. « Modélisation, conception et commande de génératrices a reluctance variable basse vitesse », Electronique et Génie électrique, Université de Nantes, 2005.
- [MUL02] S. Muller, M. Deicke and R. W. De Doncker, "Doubly fed induction generator systems for wind turbines," in IEEE Industry Applications Magazine, vol. 8, no. 3, pp. 26-33, May/Jun 2002.
- [MUL04] Bernard Multon et al., Techniques de l'Ingénieur D 3960, Aérogénérateurs électriques, 2004.

P

- [P1] Hydrogenie: "Development and field testing of a compact HTS hydro power generator with reduced investment costs, lowered environmental impacts and strongly improved performance to reduce the price per KWh". Project coordinator: Converteam UK Ltd (UK), 2006-2010.
- [P2] Suprapower: "SUPERconducting, Reliable, lightweight, And more POWERful offshore wind turbine" Project coordinator: Fundacion Tecnalia Research & Innovation(ESP), 2012-2017.
- [P3] EcoSwing – "Energy Cost Optimization using Superconducting Wind Generators - World's First Demonstration of a 3.6 MW Low-Cost Lightweight DD Superconducting Generator on a Wind Turbine", Project coordinator: Envision Energy (Denmark) APS, 2015-2019.
- [PAR05] A. Parviainen, M. Niemela, J. Pyrhonen, J. Mantere, "Performance comparison between low-speed axial-flux and radial-flux permanentmagnet machines including mechanical constraints," in IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, , vol., no., pp.1695-1702, 15-15 May 2005.
- [POI03] Frederic Poitiers. Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne - Machine asynchrone à cage autonome - Machine asynchrone a double alimentation reliée au réseau. Electric power. Université de Nantes, 2003.
- [POL87] M. Poloujadoff, "The theory of three phase induction squirrel cage motors", Electric Machines and Power Systems, vol. 13, 1987, pp. 245-264.
- [POL06] H. Polinder, F. F. A. van der Pijl, G. J. de Vilder and P. J. Tavner, "Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, no. 3, pp. 725-733, Sept. 2006.

Q

R

- [RAB14] Md. Rabiul Islam, Youguang Guo, Jianguo Zhu, A review of offshore wind turbine nacelle: Technical challenges, and research and developmental trends, Publisher: Elsevier; Publication Type: Journal Article; Citation: Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2014, vol. 33 pp. 161-176.
- [RIB06] Johan Ribrant, Reliability performance and maintenance- A survey of failures in wind power systems, KTH School of Electrical Engineering, Stockholm, Sweden, 2006.

S

- [SIV16] A. Sivert, S. Carriere, F. Betin, B. Vacossin, M. Taherzadeh, A. Yazidi, A. Pantea, J. Claudon, J. Accart, "Banc de test éolien de nouvelle génération tolérant aux défauts", La Revue 3EI numéro 83, Janvier 2016.
- [SVE06] Dmitry Svechkarenko, Juliette Soulard, and Chandur Sadarangani: "A Novel Transverse Flux Generator in Direct-Driven Wind Turbines", School of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology Teknikringen, Stockholm, Sweden, 2006.

T

- [TAH15] M. Taherzadeh, "Contribution à la commande tolérante aux défauts pour génératrices asynchrones hexaphasées" (en anglais), Thèse en génie électrique, Université de Picardie Jules Verne, Juillet. 2015.
- [TAH16] M. Taherzadeh, S. Carriere, F. Betin, M. Joorabian, R. Kianinezhad, and G.A. Capolino, "A Novel Strategy for Sensorless Control Modification of a Six-phase Induction Generator in Faulted Mode", Electric Power Components and Systems Vol. 44, Iss. 8, 2016.

V

- [VIA15] G. P. Viajante et al., "Switched Reluctance Generator in connection with the three-phase power grid," Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2015 IEEE 15th International Conference on, Rome, 2015, pp. 1527-1532.
- [VIZ06] D. Vizireanu, S. Brisset and P. Brochet, "Design and Optimization of a 9-phase Axial-Flux PM Synchronous Generator with Concentrated Winding for Direct-Drive Wind Turbine," Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, Tampa, FL, 2006, pp. 1912-1918.

W

- [WAN13] J. Wang, R. Qu and Y. Liu, "Comparison Study of Superconducting Generators With Multiphase Armature Windings for Large-Scale Direct-Drive Wind

- Turbines," in IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 23, no. 3, pp. 5201005-5201005, June 2013.
- [WIL03] S. Williamson, A. C. Smith, "Pulsating torque and losses in multiphase induction machines," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 39, no.4, pp. 986–993, Jul./Aug. 2003.
- [WAT99] J. F. Watson, N. C. Paterson, and D. G. Dorrel, "Use of finite element methods to improve techniques for the early detection of faults in induction motors", IEEE Transaction on Energy Conversion, vol.14, No.3, 1999.
- [WIN09] Wind Energy Association, 'Wind energy – the facts: A guide to the technology, economics and future of wind power ' 2009.
- [WEI97] T. Weigel, "Demagnetization effect in synchronous machine with permanent magnets", Proceedings of the 33rd International Symposium on Electrical Machines, 1997, pp 99-104.
- [WOO10] Robert J. K. Wood, AbuBakr S. Bahaj, Stephen R. Turnock, Ling Wang, Martin Evans, Tribological design constraints of marine renewable energy systems, Phil. Trans. R. Soc. A 2010 368 4807-4827; DOI: 10.1098/rsta.2010.0192. Published 20 September 2010.
- [WU11] B. Wu, Y.Lang, N. Zargari, S. Kouro, "Power conversion and control of wind energy systems", IEEE Press series on power engineering, Wiley-IEEE Press, 2011.
- [WU17] Thomas Wu "Basic concepts of a machine", Course University Central Florida, United States, 2017. <http://www.eecs.ucf.edu/~tomwu/course/>
- Y**
- [YAZ06] A. Yazidi, "Contribution au développement de méthodes de détection des défauts électriques dans les machines à induction doublement alimentées pour aérogénérateurs », Génie électrique, Université de Picardie Jules Verne, 2006.
- Z**
- [ZHA96] Y. Zhao, T.A. Lipo, "Modeling and control of multi-phase induction machine with structural unbalance, part II-Field-oriented control and experimental verification", IEEE Trans. Energ. Conv., Sep. 1996, vol. 11, no. 31, pp. 578–584.

Publications

Revue internationale [1]:

[RI1] **A. Pantea**, A. Yazidi, F. Betin, M. Taherzadeh, S. Carriere, H. Henao, G. A. Capolino: "Six-Phase Induction Machine Model for Electrical Fault Simulation Using the Circuit-Oriented Method," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 1, pp. 494-503, Jan. 2016.

Revue nationale [1]:

[RN1] A. Sivert, S. Carriere, F. Betin, B. Vacossin, M. Taherzadeh, A. Yazidi, **A. Pantea**, J. Claudon, J. Accart, "Banc de test éolien de nouvelle génération tolérant aux défauts", La Revue 3EI numéro 83, Janvier 2016.

Conférences internationales avec actes [6]:

[C1] **A. Pantea**, A. Yazidi, F. Betin, S. Carriere, A. Sivert, G.A. Capolino, "Fault Tolerant Control of Six-Phase Induction Generator for Wind Turbines" IEMDC 2017 - IEEE International Electric Machines & Drives Conference, Miami, Florida, US, 21-24 May 2017.

[C2] **A. Pantea**, A. Yazidi, F. Betin, S. Carriere, B. Vacossin, H. Henao, G.A. Capolino, "Low Speed Six-Phase Induction Generator Model for Wind Turbines" IEMDC 2017 - IEEE International Electric Machines & Drives Conference, Miami, Florida, US, 21-24 May 2017.

[C3] **A. Pantea**, A. Sivert, A. Yazidi, F. Betin, S. Carriere, G. A. Capolino, "Efficient Field Oriented Control with Power Losses Optimisation of a Six-Phase Induction Generator for Wind Turbines" IECON 2016 - International Conference on Industrial Electronics, Florence, Italy, 23-27 October 2016.

[C4] **A. Pantea**, A. Yazidi, S. Carriere, F. Betin, G. A. Capolino, "Simulation and Experimental Control of Six-Phase Induction Generator for Wind Turbines" ICEM 2016 - International Conference on Electrical Machines, Lausanne – Switzerland, 4-7 September 2016.

[C5] **A. Pantea**, A. Yazidi, F. Betin, G. A. Capolino, V. Lanfranchi, "Six-Phase Axial Flux Permanent Magnet Generator Model: Simulation and Experimental Validation" ISIE 2016 - 25th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Santa Clara, CA, 8-10 June 2016.

[C6] A. Yazidi, **A. Pantea**, F. Betin, S. Carriere, H. Henao and G. A. Capolino, "Six-phase induction machine model for simulation and control purposes," IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, 2014, pp. 881-887.

Présentations à des journées scientifiques [3]:

[P1] **A. Pantea**, "Etat d'avancement des travaux de thèse", Journée du Laboratoire, 19 juin 2017.

[P2] **A. Pantea**, "Multiphase wind turbines for direct drive application", Commissariat à l'énergie atomique et aux énergies alternatives (CEA)- Technical University of Munich (TUM) Summer School on Future of a Common European Strategy, Munich, Germany, 29 June-3 July 2016.

[P3] **A. Pantea**, "State of the art for wind turbine" Assemblée générale LTI, 12 décembre 2013.

Titre : « Modélisation, simulation et contrôle d'une génératrice multiphasée à grand nombre de pôles pour l'éolien »

Résumé : Depuis une quinzaine d'années, l'éolien s'est grandement développé en nombre d'infrastructures et en puissance unitaire mais il reste toujours confronté à un problème de disponibilité de par les nombreuses pannes d'ordre mécanique ou électrique. Aussi, le but de ces travaux consiste à concevoir, modéliser et piloter des aérogénérateurs tolérants aux défauts mécaniques et électriques. Pour cela, une structure basée sur une génératrice asynchrone hexaphasée à grand nombre de paires de pôles (12 en l'occurrence) a été retenue. En effet, l'augmentation du nombre de paires de pôles permet de s'affranchir ou de simplifier le multiplicateur, source des pannes mécaniques, tandis que l'utilisation d'une structure multiphasée permet de poursuivre la production d'énergie lors de la perte de plusieurs phases au stator ou de bras du convertisseur. Pour mener à bien notre étude, une modélisation fine de la génératrice basée sur la méthode des circuits internes équivalents a été réalisée et un algorithme de calcul des paramètres à partir des données géométriques de la machine a été développé permettant d'automatiser le calcul pour n'importe quels stators et schémas de bobinage. Associé au convertisseur de puissance, ce modèle a été simulé avec succès et une commande vectorielle a également été introduite à ce schéma. Cette stratégie de contrôle permet d'adapter les matrices de transformation ainsi que paramètres des régulateurs PI en fonction du défaut et confère une tolérance aux défauts électriques. En effet, cette adaptation permet de réduire significativement les oscillations de puissance lors de la perte d'une ou plusieurs phases. Pour valider les théories développées et déjà simulées, des essais ont été réalisés avec succès sur un banc d'essai de 24kW, image à l'échelle 1/100 d'une éolienne de dernière génération connectée au réseau..

Mots Clés : Aérogénérateurs, Modélisation, Machine asynchrone hexaphasée, Commande tolérante aux défauts

Title : « Modeling, simulation and control of a low speed multiphase generator for wind turbines applications »

Abstract : For around 15 years, wind turbines have found a wide popularity and increase in terms of number and power per unit but they have still to deal with mechanical and electrical faults. Then, the aim of this thesis is to design, model and control a wind turbine generator that is able to cope with these problems. For this, a structure based on a squirrel cage induction machine with 6 phases and 24 poles has been studied. Indeed, by increasing the number of poles, one can simplify or eliminate the gearbox that induces many faults while a multiphase structure allows electrical energy production when several stator phases or inverter legs are lost. For this, a precise model of the generator has been developed using the equivalent intern circuits and a parameters computing strategy that allows the determination of the parameters whatever the geometrical and electrical structure of the stator has been introduced. Associated to the power converter, this model has been simulated successfully and a field oriented control has also been inserted in the whole simulation scheme. This control strategy allows tuning of the transformation matrices and also PI regulators parameters as function of the fault and therefore is robust against electrical parameters changes. Indeed, the on-line adaptation lets to reduce significantly the power ripples that appear when one or more phases are lost. To validate the proposed method that have been previously simulated, the same test have been carry out successfully on a 24 kW prototype that is a picture, at scale 1/100, of a real advanced wind turbine connected to the grid.

Keywords : Wind turbine, 6-phase induction machine, Fault tolerant control, Test bed