

# Thèse de Doctorat

**Abdoulaye DIENG**

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

École doctorale : *STIM*

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

Soutenue le *02 Octobre 2014*

## **Modélisation dynamique et Commande d'un ensemble « génératrice synchrone pentaphasée à FEM non sinusoïdale – convertisseur AC/DC » tolérant aux défauts**

### **JURY**

|                      |                                                                                                                                           |
|----------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Président :          | <b>Cristian NICHITA</b> , Professeur, Université du Havre                                                                                 |
| Rapporteurs :        | <b>Delphine RIU</b> , Professeur, INP Grenoble<br><b>Shahrokh SAADATE</b> , Professeur, Université de Lorraine                            |
| Invité :             | <b>Sami SIALA</b> , Chief Engineer Drive Control, General Electric Power conversion                                                       |
| Directeur de Thèse : | <b>Mohamed Fouad BENKHORIS</b> , Professeur, Polytech Nantes                                                                              |
| Co-encadrants :      | <b>Mourad AIT-AHMED</b> , Maître de Conférences, Polytech Nantes<br><b>Jean-Claude LE CLAIRE</b> , Maître de Conférences, Polytech Nantes |



# Remerciements

---

Ce travail de thèse a été réalisé au sein de l'Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique (IREENA) site de Saint Nazaire, sous la direction de Monsieur Mohamed Fouad BENKHORIS, Professeur des Universités, Polytech Nantes.

Avant d'aborder le contenu de ce mémoire, mes premiers remerciements seront adressés à :

- Monsieur Cristian NICHITA, rapporteur de mon suivi de thèse, pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury,
- Madame Delphine RIU pour avoir accepté d'être le rapporteur de ce mémoire et de mon suivi de thèse,
- Monsieur Shahrokh SAADATE pour avoir accepté la charge de rapporteur de ce mémoire,
- Monsieur Sami SIALA pour avoir accepté d'examiner ce travail et mis en exergue la partie expérimentale du travail en y apportant un point de vue industriel.

Vos observations sur le contenu scientifique et technique, vos questions pertinentes et les discussions constructives, m'ont permis d'apporter les corrections nécessaires afin de mettre en valeur la qualité de ce travail.

C'est aussi très vivement que je tiens à adresser mes sincères remerciements à mon directeur de thèse Monsieur Mohamed Fouad BENKHORIS pour sa confiance et pour l'aide précieuse qu'il m'a apportée. Il n'a cessé de me soutenir, de me conseiller et n'a ménagé aucun effort pour la réalisation de ce travail.

Je tiens aussi à remercier mes encadrants Monsieur Mourad AIT-AHMED et Monsieur Jean-Claude LE CLAIRE pour leur soutien et assistance durant ces trois années de thèse.

Plus particulièrement, j'adresse personnellement mes vifs remerciements à Jean-Claude LE CLAIRE pour ses grandes qualités scientifiques et humaines. Il a su cultiver en moi le goût du perfectionnement. Un grand merci à toi pour m'avoir guidé et suivi lors de la mise en œuvre des bancs expérimentaux.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur Mohamed MACHMOUM, directeur du laboratoire IREENA, pour m'avoir accueilli et mis dans d'excellentes conditions de travail.

Ma profonde gratitude va, en outre, à l'encontre de Franc JUDIC, Christine BROHAN et à l'ensemble des chercheurs du laboratoire IREENA.

Bien des choses à tous les doctorants plus particulièrement Hao CHEN, Ahmed BOUABDALLAH, Zhihao SHI, Fiacre Djonkone SENGHOR, Duc-Quan NGUYEN.

Pour finir, un grand merci à mes parents et à tous ceux qui, de près ou de loin, m'ont soutenu et que j'ai oublié de nommer. Un remerciement spécial à mon épouse Assiétou NDAW, pour sa présence et son soutien inconditionnel et infaillible. Grâce à toi et à tes encouragements, mes angoisses se sont transformées en force et enthousiasme.

*« La théorie, c'est quand on  
sait tout et que rien ne fonctionne.  
La pratique, c'est quand tout  
fonctionne et que personne ne sait  
pourquoi. Ici, nous avons réuni  
théorie et pratique : Rien ne  
fonctionne... et personne ne sait  
pourquoi ! »*

*Albert Einstein*





# Table des matières

---

|                                                                                                                           |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Table des matières .....                                                                                                  | 1  |
| Table des illustrations .....                                                                                             | 6  |
| Table des tableaux .....                                                                                                  | 10 |
| Introduction générale .....                                                                                               | 11 |
| Chapitre I : Topologies d'ensemble « machine – convertisseur » tolérantes aux défauts .....                               | 19 |
| I.1 Introduction .....                                                                                                    | 20 |
| I.2 Structure générale d'une chaîne de conversion d'énergie hydrolienne : commande et stratégies de commande .....        | 21 |
| I.2.1 Commande en mode P-Q.....                                                                                           | 21 |
| I.2.2 Commande en mode V-f.....                                                                                           | 22 |
| I.3 Défauts dans une chaîne de conversion d'énergie électromécanique.....                                                 | 23 |
| I.3.1 Classification des défauts .....                                                                                    | 23 |
| I.3.2 Analyse des taux de défaillance .....                                                                               | 26 |
| I.4 Topologies d'ensemble « machine – convertisseur » tolérantes aux défauts .<br>.....                                   | 27 |
| I.4.1 Topologies d'ensemble « machine – convertisseur » triphasées réversibles tolérantes aux défauts.....                | 28 |
| I.4.2 Topologie de convertisseur triphasé minimisant le nombre de composants actifs de puissance : Redresseur Vienna..... | 32 |
| I.4.3 Ensemble « machine – convertisseur » polyphasé.....                                                                 | 34 |
| I.5 Architectures d'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé AC/DC ».....                            | 37 |
| I.6 Conclusion.....                                                                                                       | 40 |

|                                                                                                                                        |    |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| CHAPITRE II : Modélisation dynamique et stratégie de commande de la génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale.....                 | 41 |
| II.1 Introduction.....                                                                                                                 | 42 |
| II.2 Analyse vectorielle du modèle électrique de la machine pentaphasée.....                                                           | 42 |
| II.2.1 Hypothèses de travail.....                                                                                                      | 42 |
| II.2.2 Théorie de Fortescue.....                                                                                                       | 42 |
| II.2.3 Analyse harmonique d'une machine pentaphasée basée sur la théorie de Fortescue .....                                            | 43 |
| II.2.4 Modèle de la machine pentaphasée dans la base canonique.....                                                                    | 45 |
| II.2.5 Modèle de la machine dans les repères de Concordia .....                                                                        | 47 |
| II.2.6 Analyse comportementale de la machine suivant le mode d'alimentation .....                                                      | 49 |
| II.2.7 Modèle de la machine pentaphasée dans les repères de Park.....                                                                  | 62 |
| II.3 Stratégie de commande de la génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale en mode normal.....                                     | 63 |
| II.3.1 Positionnement du problème .....                                                                                                | 63 |
| II.3.2 Optimisation du fonctionnement de l'ensemble génératrice pentaphasée-convertisseur MLI en mode normal.....                      | 64 |
| II.4 Prototype expérimental.....                                                                                                       | 66 |
| II.5 Impact de l'harmonique de rang 7 de la FEM.....                                                                                   | 68 |
| II.6 Nécessité d'un régulateur robuste et à très haute dynamique.....                                                                  | 69 |
| II.7 Conclusion .....                                                                                                                  | 70 |
| CHAPITRE III : Commande par régulateur fractionnaire $PI^\alpha$ de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur AC/DC » ..... | 71 |
| III.1 Introduction.....                                                                                                                | 72 |
| III.2 Régulateur fractionnaire $PI^\alpha$ .....                                                                                       | 72 |

|                                                                                                                                 |                                                                                                                               |     |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| III.2.1                                                                                                                         | Calcul des paramètres du régulateur fractionnaire $PI^\alpha$ .....                                                           | 73  |
| III.2.2                                                                                                                         | Méthode d'approximation de l'opérateur intégrateur d'ordre fractionnaire : méthode de CHAREF .....                            | 78  |
| III.3                                                                                                                           | Application à un convertisseur monophasé en pont .....                                                                        | 80  |
| III.4                                                                                                                           | Commande par régulateur fractionnaire $PI^\alpha$ de l'ensemble « génératrice pentaphasée – redresseur MLI pentaphasé » ..... | 83  |
| III.4.1                                                                                                                         | Modélisation de l'ensemble « génératrice pentaphasée – redresseur MLI pentaphasé » en vue de la simulation.....               | 83  |
| III.4.2                                                                                                                         | Commande dans le référentiel de Park.....                                                                                     | 84  |
| III.4.3                                                                                                                         | Commande dans le référentiel de Concordia.....                                                                                | 89  |
| III.4.4                                                                                                                         | Commande dans la base canonique .....                                                                                         | 92  |
| III.5                                                                                                                           | Commande par régulateur fractionnaire $PI^\alpha$ de l'ensemble « génératrice pentaphasée – VIENNA pentaphasé ».....          | 94  |
| III.5.1                                                                                                                         | Principe de fonctionnement du redresseur VIENNA monophasé....                                                                 | 95  |
| III.5.2                                                                                                                         | Modèle du VIENNA monophasé en vue de la commande .....                                                                        | 97  |
| III.5.3                                                                                                                         | Résultats de simulation.....                                                                                                  | 98  |
| III.5.4                                                                                                                         | Redresseur VIENNA pentaphasé.....                                                                                             | 99  |
| III.6                                                                                                                           | Conclusion.....                                                                                                               | 103 |
| CHAPITRE IV : Commande par Régulateur Auto-Oscillant (MRC) de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur AC/DC »..... |                                                                                                                               | 105 |
| IV.1                                                                                                                            | Introduction .....                                                                                                            | 106 |
| IV.2                                                                                                                            | Régulateur auto-oscillant : Modulateur Régulateur de Courant .....                                                            | 106 |
| IV.3                                                                                                                            | Commande par régulateur auto-oscillant du redresseur VIENNA monophasé avec cellule classique et cellule améliorée.....        | 110 |
| IV.3.1                                                                                                                          | Contrôle de la boucle interne de courant .....                                                                                | 111 |
| IV.3.2                                                                                                                          | Contrôle de la boucle externe de tension .....                                                                                | 114 |

|                                                                                                            |                                                                                                                             |     |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| IV.4                                                                                                       | Commande par régulateur auto-oscillant de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé ».....            | 118 |
| IV.4.1                                                                                                     | Stratégie de commande de la tension du bus continu .....                                                                    | 119 |
| IV.4.2                                                                                                     | Banc d'essai expérimental.....                                                                                              | 122 |
| IV.4.3                                                                                                     | Résultats de simulation et expérimentaux.....                                                                               | 123 |
| IV.5                                                                                                       | Commande par régulateur auto-oscillant du générateur hydrolien à base de génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale..... | 128 |
| IV.5.1                                                                                                     | Modélisation de la ressource .....                                                                                          | 128 |
| IV.5.2                                                                                                     | Modélisation de la turbine hydrolienne .....                                                                                | 129 |
| IV.5.3                                                                                                     | Commande et stratégies de commande.....                                                                                     | 131 |
| IV.5.4                                                                                                     | Résultats de simulation .....                                                                                               | 137 |
| IV.6                                                                                                       | Conclusion .....                                                                                                            | 140 |
| CHAPITRE V : Commande en mode dégradé de l'ensemble « génératrice pentaphasée – Convertisseur AC/DC »..... |                                                                                                                             | 141 |
| V.1                                                                                                        | Introduction .....                                                                                                          | 142 |
| V.2                                                                                                        | Modélisation en vue de la simulation de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur MLI pentaphasé ».....          | 143 |
| V.3                                                                                                        | Stratégies de commande de la génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale en mode dégradé .....                            | 146 |
| V.3.1                                                                                                      | Application de la stratégie en mode normal.....                                                                             | 146 |
| V.3.2                                                                                                      | Génération des références de courant en mode dégradé dans la base canonique .....                                           | 148 |
| V.3.3                                                                                                      | Génération des références de courant en mode dégradé dans une nouvelle base de découplage.....                              | 148 |
| V.4                                                                                                        | Commande en mode dégradé de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur MLI pentaphasé ».....                      | 150 |

|       |                                                              |     |
|-------|--------------------------------------------------------------|-----|
| V.4.1 | Structure de commande.....                                   | 150 |
| V.4.2 | Résultats de simulation et expérimentaux.....                | 151 |
| V.5   | Analyse et impact sur le couple et sur les pertes Joule..... | 155 |
| V.6   | Conclusion.....                                              | 158 |
|       | Conclusion générale.....                                     | 159 |
|       | Références Bibliographiques .....                            | 165 |

# Table des illustrations

---

|                                                                                                                                      |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 1 : Vitesse des courants dans les sites à hauts potentiels [Bnb12] .....                                                      | 14 |
| Figure 2 : Commande en mode P-Q [And09] .....                                                                                        | 21 |
| Figure 3 : Commande en mode V-f [And09] .....                                                                                        | 22 |
| Figure 4 : Taux de défaillance, application automobile [Sch03] .....                                                                 | 27 |
| Figure 5 : Stratégies d'isolation en cas de défaut .....                                                                             | 28 |
| Figure 6 : Structures avec accès au point milieu du bus continu<br>[Fu93][Wel04][Rib04][Yeh07] .....                                 | 30 |
| Figure 7 : Structures sans accès au point milieu du bus continu<br>[Bol00][Wel04][Rib04][Yeh07][Err12] .....                         | 31 |
| Figure 8 : Redresseur VIENNA triphasé .....                                                                                          | 33 |
| Figure 9 : Machine triphasée sans couplage de ses enroulements .....                                                                 | 35 |
| Figure 10 : Architectures d'ensemble « génératrice pentaphasée –<br>convertisseur pentaphasé AC/DC » en fonctionnement normal .....  | 38 |
| Figure 11 : Architectures d'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur<br>pentaphasé AC/DC » en fonctionnement dégradé ..... | 39 |
| Figure 12 : Nouvelle répartition fictive des phases de la machine .....                                                              | 45 |
| Figure 13 : Circuit électrique équivalent par phase de chaque machine fictive .....                                                  | 46 |
| Figure 14 : Axes de projection dans chaque plan de Concordia considéré .....                                                         | 47 |
| Figure 15 : Diagramme synoptique du redresseur MLI alimenté par une génératrice<br>pentaphasée .....                                 | 50 |
| Figure 16 : Simulation des deux modèles .....                                                                                        | 53 |
| Figure 17 : Projection des vecteurs tension dans le plan principal .....                                                             | 56 |
| Figure 18 : Projection des vecteurs tension dans le plan secondaire .....                                                            | 56 |
| Figure 19 : Tension de commande sinusoïdale .....                                                                                    | 59 |
| Figure 20 : Commande pleine onde .....                                                                                               | 60 |
| Figure 21 : Commande par MLI, $f_{dec} = 2 \text{ kHz}$ .....                                                                        | 61 |
| Figure 22 : Courant $I_a$ , augmentation fictive de l'inductance cyclique .....                                                      | 62 |
| Figure 23 : Axes de projection dans chaque plan de Park considéré .....                                                              | 62 |

|                                                                                                                                                                                                       |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 24 : Relevé expérimental de la FEM à 1000 tr/min.....                                                                                                                                          | 67 |
| Figure 25 : Profil normalisé de la FEM.....                                                                                                                                                           | 67 |
| Figure 26 : Lieu du vecteur FEM dans le référentiel de Park .....                                                                                                                                     | 68 |
| Figure 27 : Régulateur $PI^\alpha D^\beta$ d'ordre fractionnaire [Djo08].....                                                                                                                         | 73 |
| Figure 28 : Organigramme pour la détermination des paramètres du régulateur fractionnaire.....                                                                                                        | 77 |
| Figure 29 : Algorithme de calcul des paramètres d'approximation de l'opérateur intégrateur fractionnaire.....                                                                                         | 80 |
| Figure 30 : Consigne constante avec entrée de perturbation à 0.01s.....                                                                                                                               | 81 |
| Figure 31 : Suivi de consigne sinusoïdale.....                                                                                                                                                        | 82 |
| Figure 32 : $PI^\alpha$ fractionnaire, suivi de consigne non sinusoïdale .....                                                                                                                        | 83 |
| Figure 33 : Structure de régulation associée à chaque boucle interne de courant ....                                                                                                                  | 84 |
| Figure 34 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert considérée suivant l'axe $q_p$ principal.....                                                                                               | 85 |
| Figure 35 : Structure de commande dans le référentiel de Park.....                                                                                                                                    | 87 |
| Figure 36 : Référentiel de Park, résultats de simulation.....                                                                                                                                         | 89 |
| Figure 37 : Courants suivant les axes dq dans le référentiel de Park secondaire, PI classique ( à gauche) et régulateur fractionnaire (à droite), l'harmonique de rang 7 de la FEM non exploité ..... | 89 |
| Figure 38 : Lieu du vecteur FEM dans le référentiel de Concordia ( $\alpha_p, \beta_p ; \alpha_s, \beta_s$ ).....                                                                                     | 89 |
| Figure 39 : Structure de commande dans le référentiel de Concordia .....                                                                                                                              | 90 |
| Figure 40 : Comparaison PI classique et $PI^\alpha$ fractionnaire.....                                                                                                                                | 92 |
| Figure 41 : Structure de commande dans le référentiel abcde.....                                                                                                                                      | 93 |
| Figure 42 : Courant dans la phase $a$ (gauche) et couple électromagnétique total (droite), exploitation de l'harmonique de rang 7 de la FEM.....                                                      | 94 |
| Figure 43 : Redresseur unidirectionnel VIENNA monophasé .....                                                                                                                                         | 95 |
| Figure 44 : Principe de fonctionnement, alternance positive [Cla08] .....                                                                                                                             | 96 |
| Figure 45 : Principe de fonctionnement, alternance négative [Cla08] .....                                                                                                                             | 97 |
| Figure 46 : Structure de commande du redresseur VIENNA monophasé .....                                                                                                                                | 97 |
| Figure 47 : Courants, $I_{L1}$ et $I_{L2}$ .....                                                                                                                                                      | 99 |
| Figure 48 : Courant, $I_{L1}$ avec injection de l'harmonique de rang 3 (à droite), avec injection des harmoniques de rang 3, 5, 7 (à gauche).....                                                     | 99 |



|                                                                                                                                                                      |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figure 49 : Chaîne de conversion d'énergie à base de la topologie VIENNA .....                                                                                       | 100 |
| Figure 50 : Structure de commande dans le référentiel abcde, Redresseur VIENNA pentaphasé.....                                                                       | 102 |
| Figure 51 : Courant dans la phase $a$ (gauche) et couple électromagnétique total (droite), exploitation de l'harmonique de rang 7 de la FEM, VIENNA pentaphasé ..... | 103 |
| Figure 52 : Synoptique de base du régulateur auto-oscillant (MRC) [Cla09] .....                                                                                      | 107 |
| Figure 53 : Synoptique de base du régulateur auto-oscillant (MRC) avec correcteur d'erreur statique [Cla09].....                                                     | 109 |
| Figure 54 : Première version du MRC [Cla09].....                                                                                                                     | 109 |
| Figure 55 : Schéma synoptique de commande par régulateur auto-oscillant (MRC) du redresseur VIENNA monophasé .....                                                   | 110 |
| Figure 56 : Courants, $I_{L1}$ (à gauche, $L_1=3$ mH) et $I_{L1}$ (à droite, $L_1=1.5$ mH), régulateur auto-oscillant MRC.....                                       | 112 |
| Figure 57 : Courants, $I_{L2}$ (à gauche, $L_1=3$ mH) et $I_{L2}$ (à droite, $L_1=1.5$ mH), régulateur auto-oscillant MRC.....                                       | 112 |
| Figure 58 : Courants, $I_{L1}$ (à gauche) et $I_{L2}$ (à droite), rajout d'une inductance entre le point B et le point milieu des condensateurs .....                | 112 |
| Figure 59 : Prototype expérimental, redresseur VIENNA monophasé .....                                                                                                | 113 |
| Figure 60 : Résultats expérimentaux, redresseur VIENNA monophasé.....                                                                                                | 113 |
| Figure 61 : Résultats expérimentaux, rajout d'une inductance côté point milieu des condensateurs.....                                                                | 113 |
| Figure 62 : Synoptique du régulateur de tension.....                                                                                                                 | 116 |
| Figure 63 : Evolution du banc expérimental avec rajout du système DSPACE .....                                                                                       | 116 |
| Figure 64 : Résultats expérimentaux, régulation de tension .....                                                                                                     | 118 |
| Figure 65 : Structure de commande avec régulateur auto-oscillant, Redresseur MLI .....                                                                               | 121 |
| Figure 66 : Structure de commande avec régulateur auto-oscillant, VIENNA pentaphasé.....                                                                             | 121 |
| Figure 67 : Architecture globale du dispositif expérimental.....                                                                                                     | 122 |
| Figure 68 : Dispositif expérimental, génératrice pentaphasée associée au redresseur MLI pentaphasée ou au redresseur VIENNA pentaphasé .....                         | 123 |

|                                                                                                                           |     |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figure 69 : Courant dans la phase $a$ , simulation (à gauche) et expérimental (à droite)                                  | 124 |
| Figure 70 : Mise en phase FEM à vide et courant de phase                                                                  | 124 |
| Figure 71 : L'harmonique de rang 7 de la FEM exploité, redresseur MLI pentaphasé, régulateur auto-oscillant (MRC)         | 125 |
| Figure 72 : L'harmonique de rang 7 de la FEM exploité, VIENNA pentaphasé, régulateur auto-oscillant (MRC)                 | 127 |
| Figure 73 : Vitesse dans la commune Penmarc'h pour l'année 2010                                                           | 129 |
| Figure 74 : Modèle de la turbine hydrolienne                                                                              | 130 |
| Figure 75 : Coefficient de puissance $C_p$ en fonction de la vitesse spécifique $\lambda$ et de l'angle des pâles [Bne09] | 130 |
| Figure 76 : Courbe de puissance idéalisée                                                                                 | 131 |
| Figure 77 : Courbes de puissance en fonction de la vitesse de rotation [And09]                                            | 132 |
| Figure 78 : Variation du coefficient de puissance $C_p$ pour différentes vitesses de rotation [And09]                     | 132 |
| Figure 79 : Coefficient de puissance en fonction de la vitesse spécifique                                                 | 134 |
| Figure 80 : Schéma de régulation de la vitesse de la génératrice pentaphasée                                              | 135 |
| Figure 81 : Schéma de régulation de la tension du bus continu                                                             | 136 |
| Figure 82 : Structures de commande, intégration de l'hydrolienne                                                          | 137 |
| Figure 83 : Redresseur MLI pentaphasé, résultats de simulation                                                            | 138 |
| Figure 84 : Redresseur VIENNA pentaphasé, résultats de simulation                                                         | 139 |
| Figure 85 : Topologie de convertisseur à 4-bras, ouverture d'une phase de la machine                                      | 143 |
| Figure 86 : Couple électromagnétique en mode dégradé                                                                      | 147 |
| Figure 87 : Structure de commande en mode dégradé                                                                         | 150 |
| Figure 88 : Redresseur MLI, mode dégradé, phase $e$ ouverte                                                               | 152 |
| Figure 89 : Redresseur VIENNA, mode dégradé, phase $e$ ouverte                                                            | 155 |

## Table des tableaux

---

|                                                                                                  |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Tableau 1 : Pourcentage taux de défaillance, entraînements électriques.....                      | 26  |
| Tableau 2 : Répartition des harmoniques d'une grandeur électrique de la machine pentaphasée..... | 45  |
| Tableau 3 : Vecteurs tension du redresseur .....                                                 | 55  |
| Tableau 4 : Analyse spectrale de la FEM.....                                                     | 67  |
| Tableau 5 : Comparaison des valeurs théoriques et relevées pour $f = 50\text{Hz}$ .....          | 82  |
| Tableau 6 : Comparaison des valeurs théoriques et relevées pour $f = 100\text{Hz}$ .....         | 82  |
| Tableau 7 : Comparaison de quelques techniques de modulation d'impulsion [Oli06] .....           | 106 |
| Tableau 8 : Impact sur les pertes Joule, stratégie de commande en mode dégradé adoptée.....      | 156 |
| Tableau 9 : Impact sur le couple, stratégie de commande en mode dégradé adoptée .....            | 157 |

# Introduction générale

---

Le contexte énergétique et climatique actuel, le protocole de Kyoto signé le 11 décembre 1997, la pénurie de gisement pour les sources d'énergie fossiles, le danger que constitue l'énergie nucléaire au vu des événements dramatiques récents au Japon, la flambée des prix des hydrocarbures et la demande sans cesse croissante (décuplement des habitats domestiques, prolifération des industries) ont stimulé certains pays à exploiter diverses sources d'énergie renouvelables. Si nous nous fions aux statistiques de l'observatoire des énergies renouvelables observ'ER, en dix ans, en Europe, le pourcentage d'électricité renouvelable dans la production totale d'électricité a fortement progressé alors que la part des autres (nucléaire, fossiles, etc...) a régressé [Int14]. De 2000 à 2010 la proportion d'électricité renouvelable passe de 13.8% à 14.2% en France, de 7.5% à 20.8% en Allemagne, de 18.2% à 31.4% en Espagne, de 20.9% à 28.6% en Italie, et de 3.4% à 10% en Grande Bretagne [Int14].

L'extraction de l'énergie électrique à partir de la mer et l'intégration d'une chaîne de production d'énergie hydrolienne au réseau électrique constituent des problématiques d'actualité. L'énergie hydrolienne repose sur l'exploitation de l'énergie cinétique des courants de marée pour faire tourner le rotor d'une turbine immergée appelée hydrolienne afin de produire de l'électricité. Beaucoup de projets industriels ont été réalisés ou bien sont en cours de réalisation. Nous pouvons citer le projet Seagen au Royaume-Unis, le projet Hydrohélix Sabella en France, le projet Enermar en Italie, etc....

La turbine constitue l'un des éléments essentiels de la chaîne de conversion d'énergie. Afin de récupérer le maximum d'énergie, différentes technologies d'hydroliennes ont été développées :

- turbines à flux axial (axe horizontal, *Seaflow turbine*, *Seagen turbine*, *concept Harvest* etc...),
- turbines à flux transverse (axe vertical, *Enemar project* en Italie, *Blue energy project* au Canada, *Gorlov helical turbine* aux USA, etc...),
- autres technologies (*Stingray concept*, *bioSTREAM concept*, etc...).

Par rapport à l'énergie éolienne, l'exploitation de l'énergie des courants marins possède des avantages et des inconvénients.

Ses avantages sont [Ben10]:

- totalement prédictible car les courants marins sont prévisibles et relativement constants,
- masse volumique de l'eau supérieure à celle de l'air,

- énergie inépuisable et continue contrairement aux éoliennes dont la disponibilité du vent est aléatoire,
- limite de l'impact visuel et sonore,
- coût de l'énergie acceptable, etc...

Ses inconvénients sont [Ben10]:

- caractère intermittent de la marée,
- nombre limité de sites avec des courants marins suffisamment forts ( $V > 2 \text{ m/s}$ ),
- corrosion des matériaux par l'eau de mer,
- forte opposition des pêcheurs,
- coûts d'installation et de maintenance élevés.

Une comparaison entre une éolienne et une hydrolienne de même puissance est faite dans [Ben10] et [And09]. Pour une puissance de 1 MW [Ben10], le diamètre de la surface balayée par les pales de l'éolien est de 50 m avec une vitesse de vent de 13.5 m/s. Pour la même puissance donnée le diamètre de la surface balayée par les pales de l'hydrolienne vaut 18 m avec une vitesse des courants marins de 2.8 m/s. Pour une puissance de 50 kW [And09], le diamètre de la surface balayée par les pales de l'éolien est de 16 m avec une vitesse de vent de 10 m/s. Pour la même puissance donnée le diamètre de la surface balayée par les pales de l'hydrolienne vaut 6 m avec une vitesse des courants marins de 2 m/s.

Le choix du site d'implantation pour l'installation d'une hydrolienne est crucial. Avant toute installation, il est primordial d'effectuer une étude optimale d'un lieu sous-marin par rapport à une bonne connaissance des caractéristiques des courants marins et par rapport aussi à la profondeur du fond marin. Le premier critère de choix du site est la vitesse des courants marins. Cette dernière diminue avec la profondeur [Dav04][And09]. L'augmentation de la vitesse du courant permet d'augmenter la puissance de la ressource. Lorsque la vitesse des courants marins dépasse 2 m/s, l'exploitation des hydroliennes devient très intéressante [Dav04].

Une vaste investigation, en France métropolitaine, a permis de déceler trois sites à hauts potentiels [Bnb12] :

- le Raz Blanchard (6.2 m/s),
- le chenal du Fromveur (4.1 m/s),

- le Raz de Sein (3.1 m/s).

Ces sites, montrés sur la Figure 1, sont localisés le long des littoraux normands et bretons.

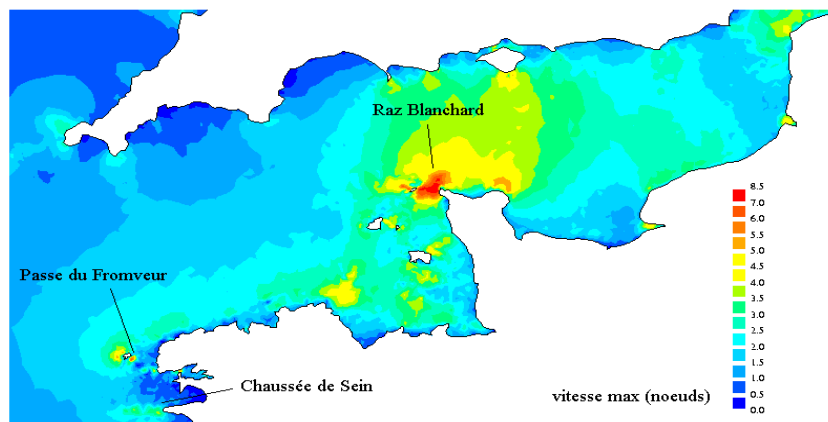


Figure 1 : Vitesse des courants dans les sites à hauts potentiels [Bnb12]

Une chaîne de conversion d'énergie exploitant des énergies primaires renouvelables est constituée principalement de trois parties. La première partie constitue la source d'énergie primaire. La deuxième partie correspond à l'ensemble « machine – convertisseur ». Enfin la dernière correspond à la charge. La charge pouvant être constituée d'un organe d'interface (Onduleur MLI, qui est le plus rencontré dans la littérature) connecté soit à un réseau actif de puissance infinie via un élément LCL ou à une charge isolée (réseau passif) via aussi un élément LCL. L'élément LCL est composé d'un filtre LC et une inductance L caractérisant l'alternance des sources [Lec04]. Dans la majeure partie des applications seule l'inductance L est utilisée [Lec04]. Suivant les applications, il peut y avoir un ou plusieurs systèmes de stockage d'énergie. La maîtrise complète de la chaîne de conversion d'énergie fait appel à des compétences pluridisciplinaires et le développement de plusieurs axes de recherche. Certains axes de recherche vont plus se focaliser sur la partie source d'énergie primaire (Concepts des turbines, la conception, problématique de la mécanique des fluides et des solides, commande, algorithme MPPT etc...) [And09][Bne09]. D'autres études vont mettre l'accent sur l'optimisation énergétique et la commande de l'association turbine – machine – convertisseur [Abd07][Tra10]. D'autres études se focalisent sur l'aspect conception des machines [Cen14]. Dans [Dvi07] l'étude est focalisée sur la partie connexion aux réseaux (actif ou passif). Dans [Abd07][Mir05] une attention particulière est donnée à la topologie du convertisseur.

Dans le contexte de l'exploitation des sources d'énergies renouvelables marines, la difficulté d'accès aux installations impose d'explorer des chaînes de conversion d'énergies tolérantes aux défauts.

Au regard de la topologie d'ensemble « machine – convertisseur », l'architecture la plus connue et qui commence à connaître un essor considérable dans les applications éoliennes et hydroliennes est l'association d'une machine alternative à un redresseur MLI triphasé classique. Avec cette architecture classique, la survenance d'un défaut dans son environnement peut avoir un mauvais impact sur la continuité et la fourniture de l'énergie. Afin d'accroître la fiabilité de la topologie de l'ensemble « machine – convertisseur » et de garantir la production d'énergie en mode normal et en mode dégradé dans des conditions optimales, nous envisageons d'étudier une chaîne de conversion d'énergie tolérante aux défauts tout en optimisant la conversion d'énergie.

L'étude menée est focalisée sur la partie ensemble « machine – convertisseur » de la chaîne de conversion d'énergie hydrolienne. L'augmentation du nombre de phases de la génératrice, en plus de la segmentation de puissance, offre une meilleure qualité du couple et garantit une redondance de la structure nécessaire pour la sûreté de fonctionnement et la continuité de l'énergie en mode dégradé. Ainsi nous proposons de substituer la génératrice triphasée classique par une génératrice pentaphasée.

Du côté convertisseur statique d'électronique de puissance, la génératrice pentaphasée sera associée à un convertisseur pentaphasé qui est aussi tolérant aux défauts.

Du point de vue machine, après le choix de la topologie d'ensemble « machine – convertisseur », des travaux antérieurs ont montré que la machine polyphasée à FEM non sinusoïdale est privilégiée sur la machine à répartition sinusoïdale lorsque la machine est associée à un convertisseur de commande par modulation de largeurs d'impulsions [Rob05]. Ainsi du point de vue commande, l'optimisation du transfert d'énergie nécessite d'une part l'élaboration de stratégies de commande optimales exploitant tous les harmoniques de la FEM du mode de fonctionnement sain ou en défaut de la chaîne de conversion d'énergie et d'autre part de tenir compte du mode de connexion du neutre de la machine et du point milieu du bus continu. Ceci ne peut se faire qu'après élaboration d'une méthodologie de modélisation dynamique en vue de la commande. Le caractère fortement non-linéaire du système étudié et les profils spécifiques des consignes imposés par la stratégie de commande nous incitent à synthétiser des régulateurs robustes et à hautes



performances dynamiques, tels que : le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  type linéaire et le modulateur - régulateur auto-oscillant analogique type non-linéaire (MRC).

L'étude comportementale de cette chaîne de conversion complexe nous incite à développer des approches de modélisation appropriées en vue de la simulation. Les bancs d'essais logiciels constituent des outils de base pour la validation des concepts et des stratégies de commande à élaborer. L'étude ne peut se terminer sans une validation expérimentale.

Ce mémoire est constitué de cinq chapitres. Dans le premier chapitre, on dresse un panorama des topologies d'ensemble « machine – convertisseur » tolérantes aux défauts. L'accent est plus mis sur le convertisseur AC/DC.

Le deuxième chapitre comporte deux volets. Le premier volet est consacré à la modélisation dynamique en vue de l'analyse comportementale de la génératrice pentaphasée associée à un redresseur MLI. Le deuxième volet est dédié à l'élaboration des stratégies de commande permettant d'optimiser le fonctionnement de l'association « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasée ». Ces stratégies de commande élaborées tiennent compte du profil de la FEM de la génératrice et du mode de connexion du neutre de la machine et du point milieu du bus continu.

Dans le troisième et quatrième chapitre, les études se focalisent sur les boucles internes pour les suivis des références de courant imposées par les stratégies de commande établies dans le deuxième chapitre.

Ainsi le troisième chapitre est dédié à la commande par régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasée AC/DC ». Deux topologies de convertisseur sont investiguées : le redresseur MLI pentaphasé et le redresseur VIENNA pentaphasé.

Le quatrième chapitre concerne une autre alternative pour l'asservissement des courants. Ainsi le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  est remplacé par un modulateur - régulateur auto-oscillant aussi nommé régulateur auto-oscillant voire appelé Modulateur Régulateur de Courant. Deux chaînes de conversion d'énergie constituées respectivement d'un convertisseur AC/DC de type redresseur MLI pentaphasé et d'un convertisseur AC/DC de type redresseur VIENNA pentaphasé sont étudiées et validées sur des bancs d'essais logiciel et expérimental.

Le dernier chapitre est une ébauche à la modélisation dynamique et à la commande en mode dégradé, plus particulièrement à l'ouverture d'une phase de la génératrice, de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasée AC/DC ».

Une conclusion générale établit une synthèse des travaux effectués et expose quelques perspectives.



## **Chapitre I : Topologies d'ensemble « machine – convertisseur » tolérantes aux défauts**

---

## I.1 Introduction

La continuité de service dans des conditions optimales exige l'annulation ou la présence d'un minimum de défauts sur toute la chaîne de conversion d'énergie. Les défaillances peuvent être classées en trois catégories :

- celles qui peuvent être annulées par une action intérieure ou extérieure,
- celles qui peuvent être minimisées par une action intérieure ou extérieure en attendant de remplacer l'élément défectueux,
- celles qui ne peuvent être supprimées qu'en remplaçant l'élément défectueux.

Selon les structures existantes dans l'entraînement électromécanique, nous pouvons, en cas de défaillance, être confrontés à une ou deux et voire aux trois catégories. Cependant, tous les défauts ne peuvent pas être présagés ni augurés, par conséquent, il serait judicieux lors de la mise en œuvre de la chaîne d'énergie de porter son choix sur des structures redondantes ou tolérantes aux défauts pour prendre en compte toutes les défaillances pouvant advenir sur toute la chaîne.

Ce chapitre est consacré aux topologies d'ensemble « machine – convertisseur » tolérantes aux défauts.

Dans un premier temps, la structure générale de la chaîne de conversion d'énergie hydrolienne est présentée. Afin d'appréhender les grandeurs de commande et les grandeurs à commander, deux types de commandes (commande en mode P-Q et commande en mode V-f) sont rappelés. Ensuite une classification des défauts et une analyse des taux de défaillance des composants dans une chaîne de conversion d'énergie sont réalisées. L'étude se focalise sur les défaillances de la partie statique électrique de la chaîne de conversion d'énergie. Par la suite les différentes topologies d'ensemble « machine – convertisseur » tolérantes aux défauts rencontrées dans la littérature sont exposées. En dernier lieu, les architectures d'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé AC/DC » possibles en fonctionnement normal et en fonctionnement dégradé sont présentées.

## I.2 Structure générale d'une chaîne de conversion d'énergie hydrolienne : commande et stratégies de commande

Suivant l'alimentation d'une charge isolée ou la connexion à un réseau actif de puissance infinie, on distingue deux modes de fonctionnement :

- mode P-Q, connexion à un réseau actif de puissance infinie via un convertisseur DC/AC,
- mode V-f, alimentation d'une charge isolée ou la connexion à un réseau îloté.

### I.2.1 Commande en mode P-Q

Le schéma de commande en mode P-Q est montré sur la figure suivante [And09].

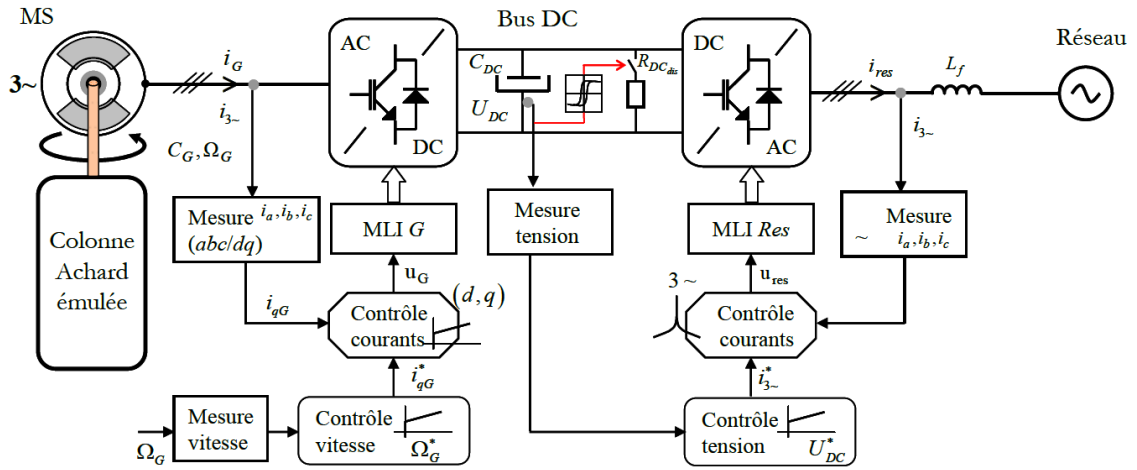


Figure 2 : Commande en mode P-Q [And09]

En amont et en aval du bus continu, pour chaque convertisseur MLI, nous avons deux boucles de régulation. Le redresseur MLI côté générateur assure le contrôle de la vitesse et du couple électromagnétique de la génératrice. L'objectif est de maximiser la puissance extraite par la turbine afin de l'injecter sur le réseau. L'onduleur côté réseau gère le réglage de la tension du bus continu et le transfert de puissance. Pour chaque convertisseur MLI, il existe deux boucles de régulation. Du côté générateur, la boucle interne gère la régulation des courants tandis que la boucle externe assure le réglage de la vitesse. Du côté réseau, la boucle interne gère la régulation des courants injectés au réseau et la boucle externe contrôle la tension du bus continu à une valeur constante.

Cependant, il est à noter que toutes ces commandes ont été élaborées dans le plan de Park. Une commande dans la base canonique nécessitera d'avoir des régulateurs à haute dynamique car les références des grandeurs à réguler seront non constantes.

### I.2.2 Commande en mode V-f

Le schéma de commande en mode V-f est présenté sur la Figure 3.

Du côté de la génératrice on distingue trois boucles de régulation. Deux boucles externes pour le contrôle de la tension du bus continu et le contrôle de la vitesse de la génératrice. La tension du bus continu est maintenue constante en adaptant la vitesse de rotation de la turbine de manière à moduler la puissance extraite. En connaissant la loi de variation de la puissance de la charge et de la vitesse, le régulateur de tension génère un delta de vitesse qui est l'image des pertes non prises en compte lors de la mise en œuvre de la commande [And09]. La tension de sortie étant fixée, la puissance est alors imposée par la charge. L'onduleur se trouvant après le bus continu se charge du réglage de la tension aux bornes de la charge.

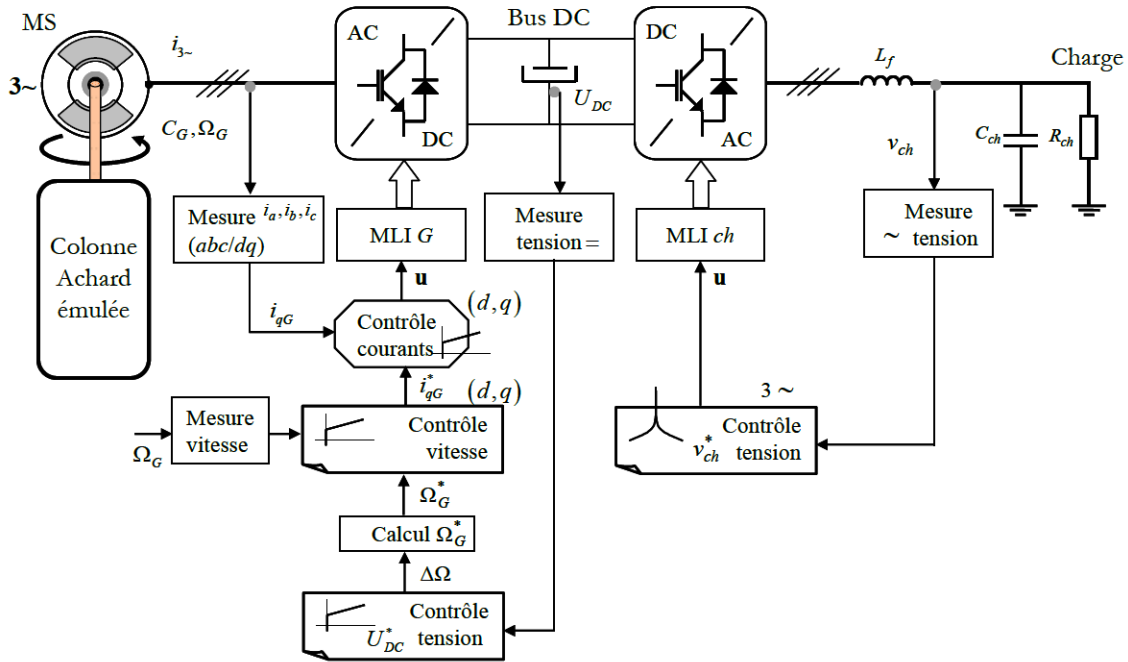


Figure 3 : Commande en mode V-f [And09]

Quelle que soit la commande en mode P-Q (Figure 2) ou en mode V-f (Figure 3) ou quelles que soient les stratégies de commande adoptées, du côté ensemble « machine – convertisseur », les boucles internes de courant sont toujours présentes et y constituent le

noyau dur. Aussi, l'optimisation du transfert d'énergie nécessite une bonne maîtrise de ces boucles internes de courant.

En définitive, dans le cadre de cette thèse et du point de vue commande et stratégies de commande, une attention particulière est portée sur la synthèse des boucles internes de courant. Mais, auparavant, un état de l'art des défauts dans une chaîne de conversion d'énergie est fait. L'étude est orientée sur les défauts d'ensemble « machine – convertisseur ».

### **I.3 Défauts dans une chaîne de conversion d'énergie électromécanique**

#### **I.3.1 Classification des défauts**

Ce paragraphe présente l'état de l'art des défauts qui peuvent advenir inopinément dans une chaîne d'énergie et engendrer la perte totale ou partielle d'un élément de celle-ci. L'étude est focalisée sur les dispositifs électromécaniques qui sont les plus exposés.

Comme il a été dit auparavant, une chaîne d'énergie est composée d'une ou plusieurs sources d'énergie primaire, d'un ensemble « machine – convertisseur » et d'une charge.

Une défaillance peut être considérée comme un incident occasionnant une anomalie sur tout élément de la chaîne d'énergie et entraînant à court, moyen et long terme sa destruction. Pour satisfaire les exigences en matière de fiabilité, de sûreté de fonctionnement et de continuité de service, il est impératif et primordial que la chaîne d'énergie qui caractérise l'entraînement électromécanique ne soit pas soumise à un arrêt. Toute anomalie présente sur la chaîne ne doit pas être rédhibitoire à son bon fonctionnement et devra si possible permettre le fonctionnement en mode dégradé. Ce dernier ne permet pas dans un certain nombre de cas de véhiculer le maximum d'énergie disponible sur toute la chaîne. Afin de l'éviter, il est préférable de mettre en œuvre des structures redondantes ou tolérantes aux défauts. Dès lors, une classification est nécessaire selon les origines, les causes et les conséquences.

Une défaillance dans un entraînement électromécanique peut survenir à n'importe quel moment et avoir diverses origines. Ces origines peuvent être [Vas09] :

- électriques (convertisseurs, machines tournantes...),
- mécaniques (roulements, accouplement, géométriques...),
- thermiques (environnement, ventilation...),



- instrumentales (capteurs),
- matérielles (ordinateurs, microcontrôleurs, automates...).

#### **I.3.1.1 Défauts d'origine électrique [Vas09][Bon92][Lor07]**

Ces défauts peuvent être circonscrits aux convertisseurs électromécaniques et aux convertisseurs statiques. Ils sont plus communément localisés dans la partie interne des machines électriques (enroulements statorique et rotorique, désaimantation, rupture de barres et d'anneau) et des convertisseurs (composants électroniques). Les défauts électriques inhérents à la machine sont dus généralement au vieillissement des isolants (température), à la corrosion et aux contraintes thermiques. L'altération des isolants dans les enroulements de la machine peut engendrer un court-circuit (entre spires, entre phases ou entre phase et carcasse) francs ou non. Un court-circuit entre spires conduit à une augmentation des courants dans la phase concernée tandis qu'un court-circuit entre phases provoquerait la fusion des conducteurs à cause de l'augmentation importante de l'amplitude des courants. Un déséquilibre des courants de phase peut être observé lorsque le court-circuit entre deux phases est proche du neutre [Vas09].

Du côté convertisseur, deux types de défaut peuvent être distingués : les défauts liés à la structure de puissance et les défauts liés à la commande. Les défaillances les plus récurrentes sont les suivantes [Lor07] :

- absence de commutation des composants de puissance : défaut d'ouverture ou de fermeture d'un composant de puissance du bras de l'onduleur,
- panne électrique de la commande etc...

Ces défauts sont le plus souvent occasionnés par le vieillissement des composants d'électronique de puissance, la rupture de contact, la corrosion etc...

#### **I.3.1.2 Défauts d'origine mécanique [Vas09][Lor07]**

Ces types de défaut sont plus récurrents sur les machines de fortes puissances et sont généralement liés à la cassure des billes, à l'usure des roulements ou à la fissure des bagues externes et internes. Les défauts d'origine mécanique correspondent à deux types de défaut :

- les défauts des roulements dus généralement aux vibrations des machines, au problème de lubrification, à la corrosion,

- les défauts géométriques, le plus souvent, dus à l'excentricité statique et dynamique du rotor, au défaut de roulement et aux vibrations.

Les démarrages répétitifs et les vibrations soumises à la machine peuvent avoir des répercussions graves se traduisant par une augmentation de température (stator et rotor), des dilatations et contractions répétitives de l'isolant et l'altération de l'isolant [Vas09].

### **I.3.1.3 Défauts d'origine thermique [Lor07]**

L'isolation des enroulements de la machine électrique est faite de telle sorte qu'elle ait une durée de vie figée pour une température nominale donnée. Cependant cette durée peut se rétrécir si la température dépasse la valeur nominale et peut engendrer en même temps la surchauffe de la génératrice, le vieillissement accéléré des isolants et la concaténation d'autres défauts (électriques, mécaniques...).

Ces défaillances peuvent être évitées en assurant, aux éléments de conversion, un auto-refroidissement, une désobstruction des ouïes de refroidissement et en disposant les éléments de conversion dans un environnement adéquat.

### **I.3.1.4 Défaut d'origine instrumentale et matérielle**

Les défauts d'origine instrumentale sont nécessairement liés aux capteurs électriques et mécaniques. Ils sont prépondérants suivant l'application visée et ont des effets néfastes sur toute la chaîne d'énergie [Lor07] :

- destruction des capteurs,
- mesures erronées,
- dérive de la mesure,
- ouverture des boucles de régulation et de contrôle, perte des limitations de certaines grandeurs (courants, couple).

Les défauts d'origine matérielle sont, quant à eux, inhérents aux calculateurs, aux microcontrôleurs, aux automates... disponibles dans l'entraînement électromécanique. Une rupture de liaison sur la transmission des données numériques peut induire d'autres défauts notamment au niveau de la commande. La commande étant primordiale pour le bon fonctionnement de l'entraînement électromécanique, toutes les précautions nécessaires doivent être prises pour éviter l'arrivée d'autres défauts plus graves (absence de MLI, de commutation des composants de puissance).

### I.3.2 Analyse des taux de défaillance

Afin d'analyser le taux de défaillance des composants dans une chaîne de conversion d'énergie il s'avère nécessaire et indispensable de connaître les différentes anomalies qui peuvent subsister. Dans la suite on se focalise sur les défaillances de la partie statique électrique de la chaîne de conversion d'énergie.

D'après les recueils de fiabilité publiés [Err11], dans un système d'entraînement électrique à l'exclusion des défauts de roulement de la machine, les éléments les plus vulnérables, suivant le taux de défaillance sont :

- les interrupteurs de puissances (taux de défaillance 50%),
- les contrôleurs numériques (taux de défaillance 17%),
- les instruments de mesure (capteurs), (reste).

Un autre classement [Yeh07][Tab13] est donné au Tableau 1 .

| Entraînements à vitesse variable |                       |
|----------------------------------|-----------------------|
| Composants                       | Taux de défaillance % |
| Interrupteurs de puissance       | 38                    |
| Circuits de contrôle             | 53                    |
| Auxiliaires externes             | 9                     |
| Alimentation à découpage         |                       |
| Composants                       | Taux de défaillance   |
| Condensateurs                    | 60                    |
| Transistors de puissance         | 31                    |
| Diodes                           | 3                     |
| Autres                           | 6                     |

Tableau 1 : Pourcentage taux de défaillance, entraînements électriques

La Figure 4 extraite de [Sch03][Fli11] montre les taux de défaillance des composants de l'ensemble « machine – convertisseur » dans une application automobile. On constate à nouveau que les interrupteurs de puissance commandables présentent les taux de défaillance les plus élevés.

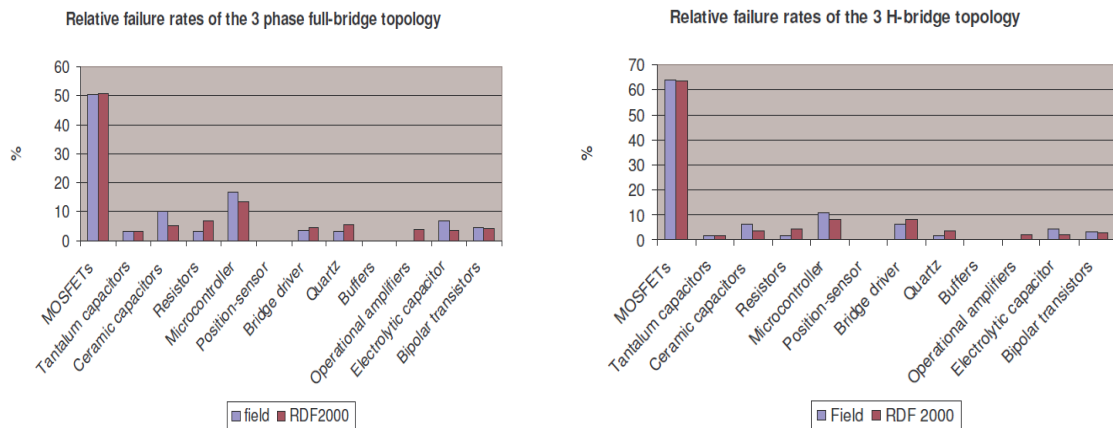


Figure 4 : Taux de défaillance, application automobile [Sch03]

#### I.4 Topologies d'ensemble « machine – convertisseur » tolérantes aux défauts

Les défauts dans une chaîne de conversion d'énergie peuvent être circonscrits à l'ensemble « machine – convertisseur ». Les défauts les plus récurrents présentés dans la littérature sont les suivants [Mar03][Err12][Rib04][Tab13][Wel04][Fli11] :

- défaut de fermeture d'un IGBT : l'IGBT reste continuellement ouvert (risque de déséquilibre),
- défaut d'ouverture : l'IGBT reste continuellement fermé (risque de court-circuit),
- déconnexion d'une phase de la machine de l'alimentation,
- défaut de court-circuit (entre spires d'un enroulement de la machine, entre phases et entre phase et carcasse),
- défaillances des condensateurs (court-circuit, circuit ouvert et glissement des paramètres).

Dans le but d'accroître la fiabilité de la chaîne de conversion d'énergie et de garantir la production d'énergie plusieurs possibilités subsistent :

- mettre en œuvre des structures redondantes afin d'obvier aux défauts,
- mettre en œuvre des structures tolérantes aux défauts.

S'agissant de l'ensemble convertisseur-machine il est possible de mettre plusieurs convertisseurs en parallèle ou bien d'augmenter le nombre de phases de la machine donc le nombre de bras du convertisseur statique, ce qui permettra de surcroît la segmentation de puissance et le fonctionnement en mode dégradé. Concernant ce dernier cas, une action sur

la commande sera indispensable pour garder les mêmes performances mais avec un rendement moindre. Dans ce qui suit, nous dressons un panorama des différentes topologies d'ensemble « machine – convertisseur » tolérantes aux défauts. La majorité de celles-ci sont présentées en fonctionnement moteur.

#### I.4.1 Topologies d'ensemble « machine – convertisseur » triphasées réversibles tolérantes aux défauts

De nos jours, l'étude de topologies d'ensemble « machine – convertisseur » tolérantes aux défauts est très prisée dans les travaux de recherche des laboratoires au niveau national et international. La première question qui mérite d'être posée est la suivante : *qu'est-ce qu'un système tolérant aux défauts ?* Une autre, *la tolérance aux pannes est-elle sujette à une augmentation ou à une diminution du nombre de composants dans le système ?*

Plusieurs éléments de réponse ont été apportés grâce aux travaux de recherche réalisés par certains auteurs [Wel04][Err12][Rib04][Sha12]. La Figure 5 [Rib04] présente les différentes stratégies d'isolations d'un bras du convertisseur ou de la phase de la machine en cas de défaut.

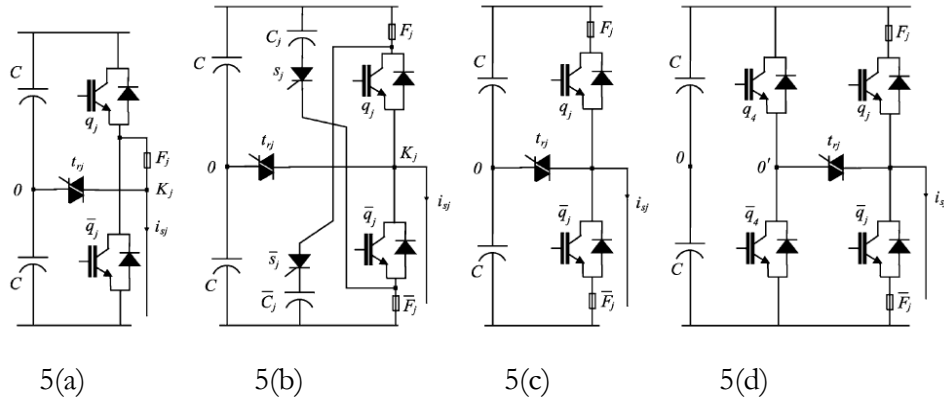


Figure 5 : Stratégies d'isolation en cas de défaut

Le schéma présenté sur la Figure 5(a) a été proposé dans [Fu93]. Dans ce schéma, un fusible et un triac sont utilisés pour chaque bras du convertisseur. Lorsqu'un défaut d'ouverture d'un interrupteur commandable survient sur un bras du convertisseur, l'interrupteur commandable complémentaire est bloqué et le triac correspondant est mis en conduction. Il en résulte un court-circuit du condensateur du bus continu qui provoque la fusion du fusible correspondant au bras du convertisseur.

Un autre schéma montré sur la Figure 5(b) a été proposé dans [Bol00]. L'isolation du bras du convertisseur et de la phase en défaut correspondante est obtenue par le

déclenchement des thyristors qui font fondre les deux fusibles. Les deux condensateurs en séries avec les thyristors sont utilisés pour éviter la circulation du courant continu à travers les thyristors.

Selon [Rib04] de nouveaux interrupteurs de puissance avec des capacités de tenue en court-circuit élevées et des fusibles rapides ont été développés récemment dans la littérature. Dans ce cas il est possible de mettre en œuvre des circuits d'isolation simples tels que présentés sur les Figures 5 (c)(d). Lorsqu'un court-circuit se produit dans l'un des interrupteurs de puissance, l'interrupteur de puissance complémentaire est mis en conduction afin de provoquer la fusion des fusibles et d'isoler naturellement le bras en défaut.

#### **I.4.1.1 Structures avec accès au point milieu du bus continu**

Le schéma montré sur la Figure 6(a) a été proposé dans [Fu93][Wel04]. Cette topologie d'ensemble « machine – convertisseur » est tolérante à trois types de défaut. Dans le cas de la déconnexion d'une phase de la machine du bras du convertisseur correspondant, le triac  $tr_n$  est mis en conduction afin de connecter le neutre de la machine au point milieu du bus continu. Une reconfiguration de la stratégie de commande est nécessaire. Pour maintenir la trajectoire du flux constant, l'amplitude des courants des phases saines doit être augmentée de  $\sqrt{3}$  avec un déphasage de  $30^\circ$  par rapport à la phase en défaut. Le couple obtenu est constant avec un rapport de 50% entre la puissance maximale pouvant être atteinte en mode dégradé et la puissance atteinte en mode normal [Wel04].

Lorsqu'un défaut d'ouverture (court-circuit) d'un interrupteur de puissance survient sur un bras du convertisseur, le triac ( $tr_a$  ou  $tr_b$  ou  $tr_c$ ) correspondant est mis en conduction. Dans un premier temps il s'en suit, une connexion de la phase de la machine correspondant au bras du convertisseur en défaut et un court-circuit à travers le point milieu du bus continu, l'interrupteur de puissance en défaut et le fusible correspondant. Cette courte durée de court-circuit va provoquer la fusion du fusible déconnectant totalement la phase de la machine au bras du convertisseur en défaut. Après la déconnexion de la phase du bras du convertisseur en défaut, le triac correspondant reste continuellement fermé. Ainsi, la phase de la machine correspondant au bras du convertisseur reste continuellement connectée au point milieu du bus continu. Cette nouvelle configuration de la topologie est semblable à celle proposée dans [Rib04] (Figure 6(b)) en post-défaut. La différence se

trouve au niveau de la stratégie de l'isolation du bras du convertisseur en défaut. En fonctionnement post-défaut le rapport de puissance mode dégradé et mode normal ne peut pas excéder 50% [Wel04]. Dans le cas d'un défaut de fermeture (circuit ouvert) d'un interrupteur de puissance la même configuration est obtenue.

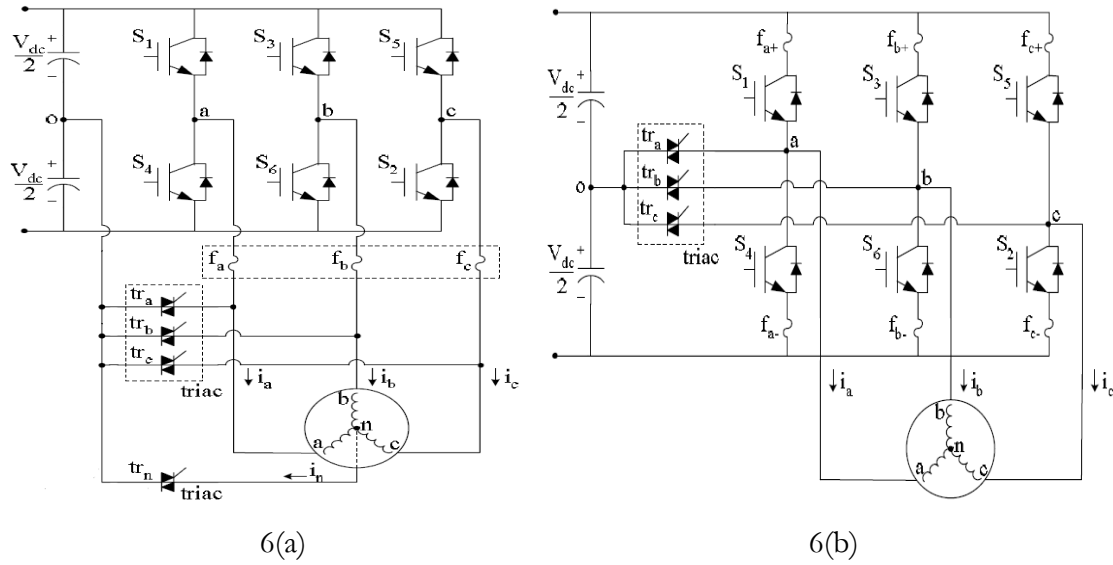


Figure 6 : Structures avec accès au point milieu du bus continu

[Fu93][Wel04][Rib04][Yeh07]

#### I.4.1.2 Structures sans accès au point milieu du bus continu

Lorsqu'il n'y a pas d'accès au point milieu du bus continu, une alternative consiste à rajouter un quatrième bras au convertisseur comme montré sur les Figures 7(a) [Bol00], 7(b) [Rib04], 7(c) [Bol00], 7(d) [Rib04] et 7(e) [Err12]. Au niveau de ces figures seule la stratégie d'isolation du bras du convertisseur en défaut diffère. D'autres variantes sont proposées dans [Nai10] [Est11] [Ric07]. Deux solutions peuvent être envisagées en cas de défaut ; la connexion du neutre de la machine via le triac  $tr_n$  au quatrième bras du convertisseur (Figures 7(a)(b)) ou la connexion de la phase de la machine (correspondant au bras du convertisseur en défaut) via le triac ( $tr_a$  ou  $tr_b$  ou  $tr_c$ ) au quatrième bras du convertisseur (Figures 7(c)(d)(e)). Cette dernière solution est la meilleure car après la reconfiguration du système on retrouve la même topologie d'ensemble « machine – convertisseur » qu'en fonctionnement normal.

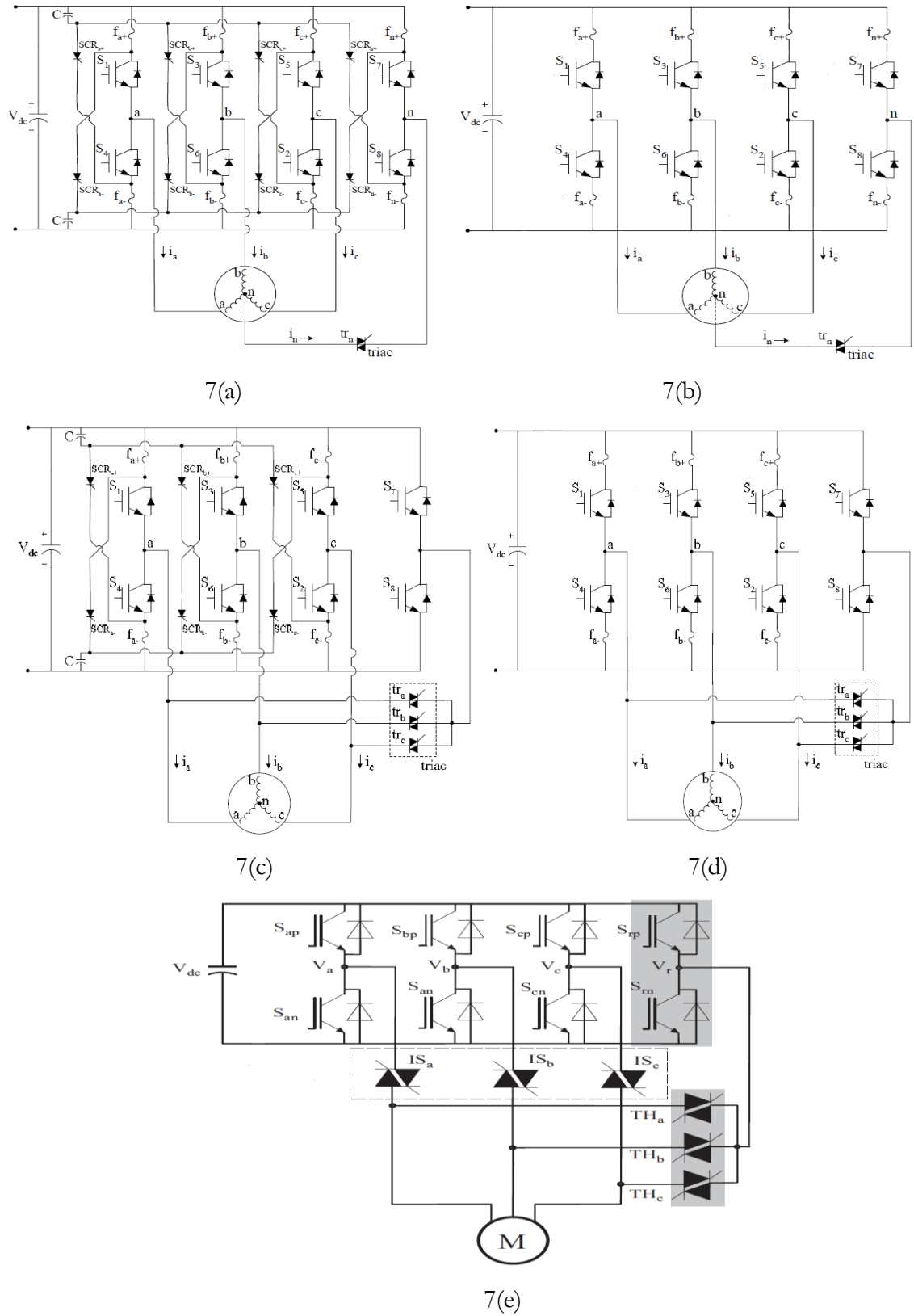


Figure 7 : Structures sans accès au point milieu du bus continu  
[Bol00][Wel04][Rib04][Yeh07][Err12]



#### **I.4.2 Topologie de convertisseur triphasé minimisant le nombre de composants actifs de puissance : Redresseur Vienna**

D'autres architectures tolérantes aux pannes existent dans la littérature [San11][Gai07] et la plupart nécessitent l'adjonction d'autres composants actifs de puissance. Or d'après les recueils de fiabilité présentés ci-dessus, les éléments les plus vulnérables dans une chaîne de conversion sont les composants actifs de puissance commandables. Donc, pour améliorer la fiabilité de la chaîne de conversion d'énergie, l'utilisation de composants robustes dans les convertisseurs est vivement conseillée. Dans ce contexte il est important de souligner que les industriels cherchent à se pourvoir de systèmes de production très efficaces et rentables avec un minimum de composants actifs. Cependant certaines normes militaires appliquées sur des convertisseurs dotés de nombreux semi-conducteurs leur accordent une plus grande fiabilité que d'autres structures qui possèdent moins de composants [Bor07]. Ces deux points de vue révèlent l'existence de deux facteurs antagonistes : la tolérance aux défauts et la recrudescence des sources de défauts. Ces deux facteurs antagonistes justifient la résurgence de cette question : *qu'est-ce qu'un système tolérant aux défauts ?*

Nous considérons les topologies d'ensemble « machine – convertisseur » tolérants aux défauts :

- lorsque ces dernières permettent le fonctionnement en mode dégradé lors de la survenance d'un défaut dans des conditions optimales tout en offrant des performances en matière de rendement, de qualité et de continuité de l'énergie produite,
- ou bien lorsque ces dernières minimisent le nombre de composants actifs de puissance commandables et permettent le fonctionnement en mode dégradé lors de la survenance d'un défaut dans des conditions optimales tout en offrant des performances en matière de rendement, de qualité et de continuité de l'énergie produite.

Ainsi du côté convertisseur statique d'électronique de puissance, une topologie spécifique de redresseur unidirectionnel minimisant les composants actifs de puissance a été inventée par Johann W. Kolar [Kol96][Kol97], chercheur à l'université de Vienne, Autriche. Cette structure présentée sur la Figure 8 porte le nom de VIENNA. Sa

particularité est la minimisation des composants actifs en les combinant avec des composants non commandables réputés être robustes.

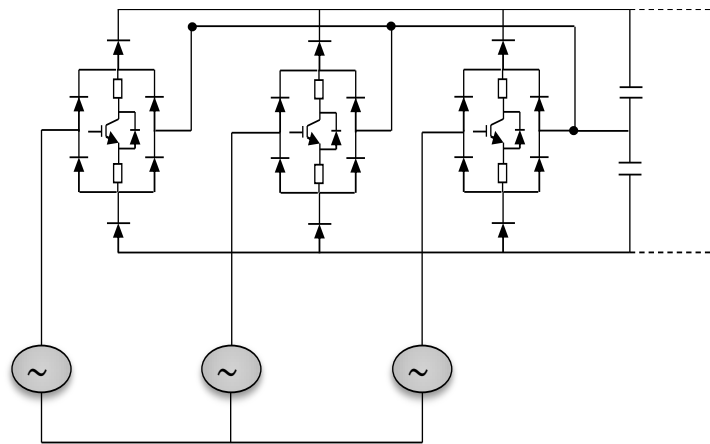


Figure 8 : Redresseur VIENNA triphasé

Cette topologie de redresseur a fait l'objet d'une étude aussi dans [Nes07]. D'autres variantes sont proposées dans la littérature [Qia03][Han14].

La structure du VIENNA présente beaucoup d'avantages entre autres [Pat03] [Nes07] [Kol99] :

- réduction du nombre de composants actifs de puissance,
- très bon rendement,
- réduction du niveau d'harmoniques de courant grâce à la présence des trois niveaux de tension en comparaison avec les convertisseurs à deux niveaux et de la taille des filtres et des interférences électromagnétiques,
- réduction du stress sur les composants actifs de puissance,
- réduction des pertes par conduction,
- pertes par commutation réduites d'un facteur de 6 par comparaison avec le redresseur MLI classique (pour des fréquences de découpage inférieures à 50 kHz) [Pat03],
- présence du point milieu du bus continu permettant de diviser la tension de blocage des composants actifs de puissance par 2,
- maximisation du facteur de puissance à l'entrée de 0.997 et réduction du THD  $< 5\%$ , [Pat03],
- haute fiabilité contre les erreurs de commande et les risques de court-circuit due à la configuration de sa topologie [Nes07],

Malgré ces avantages, le redresseur VIENNA présente un coût d'assemblage élevé et en comparaison avec le redresseur MLI classique, le taux d'utilisation des diodes et des composants actifs commandables est plus élevé [Nes07]. Une étude comparative entre ces deux topologies de redresseur a été faite dans [Kol99].

Une autre structure de convertisseur (association d'un redresseur à diodes et d'un étage Boost) minimisant le nombre de composants actifs commandables a fait l'objet d'études dans le contexte éolien [Tan04][Haq08][Haq10][Qiu10] et pourrait à priori être envisagée pour les applications hydroliennes. En fonctionnement normal et avec une stratégie de commande correcte, les performances atteintes sont moindres. Comme il a été souligné dans [Lia11], le facteur de puissance obtenu est médiocre et le THD obtenu est très élevé. Cela affecte grandement le rendement du générateur et le couple obtenu est pulsatoire [Lia11]. Dans [Has10] l'étage Boost n'est pas associée au redresseur à diodes, l'auteur montre, en fonctionnement normal, en s'appuyant sur des résultats expérimentaux, que le taux d'ondulation du couple et de la puissance est de 18%. En fonctionnement dégradé, le taux d'ondulation du couple et de la puissance passe de 18% à 183%.

#### **I.4.3 Ensemble « machine – convertisseur » polyphasé**

Aujourd'hui, dans le contexte industriel, les machines à grand nombre de phases sont de plus en plus utilisées [Zha96][Tol98][Mar03][Sam06]. Cet accroissement est expliqué d'une part par le fait que ces dernières apportent des solutions qui ne sont pas envisageables en triphasé [Sem09] et d'autre part par l'accroissement de la puissance des calculateurs numériques [Sem09][Cre10]. Deux terminologies sont utilisées dans la littérature ; les machines polyphasées (machine pentaphasée, machine heptaphasée etc...) et les machines multi-étoiles (machine double étoile etc...). La terminologie multi-étoiles est utilisée lorsque la machine peut être subdivisée en plusieurs machines triphasées ou polyphasées [Rob05].

Au regard de la définition donnée dans [Cre10] des machines polyphasées « *une machine électrique disposant d'un nombre  $n$  d'enroulements (ou phases), alimentée par  $n$  sources électriques indépendantes est dite polyphasée si malgré les  $n_{\text{couplages}}$  couplages possibles entre enroulements, le nombre de degrés de liberté (ddl) de l'association est supérieur ou égal à trois* », la machine triphasée avec couplage de ses enroulements en étoile et dont le neutre n'est pas disponible, n'est pas considérée comme une machine polyphasée. Par contre, la machine triphasée sans couplage de ses enroulements est considérée comme une machine polyphasée. Cette dernière

nécessite, d'alimenter chacune de ses phases par un convertisseur MLI monophasé. L'inconvénient de cette structure est l'augmentation considérable des composants actifs de puissance commandables (Figure 9).

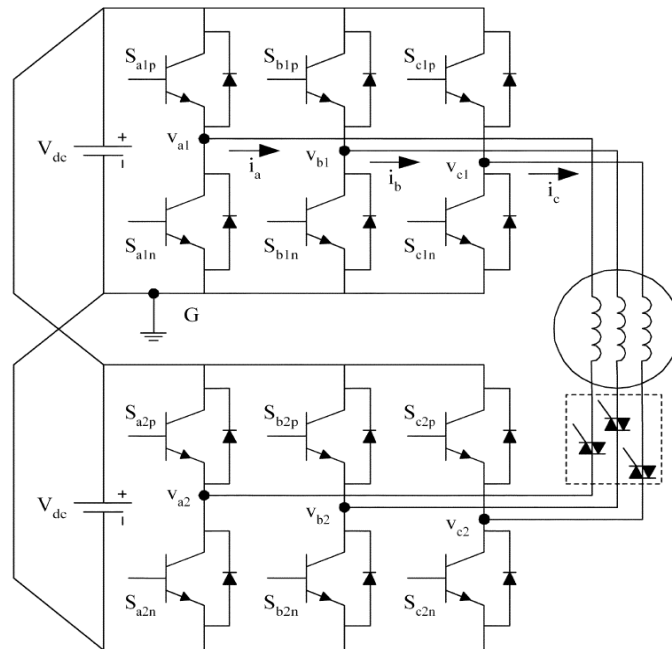


Figure 9 : Machine triphasée sans couplage de ses enroulements

Les machines à grand nombre de phases, comparées à la machine triphasée, possèdent de nombreux avantages. Parmi ceux-ci, on peut citer [Cre10] [Rob04]:

- redondance parallèle de la structure qui permet d'accroître sa sûreté de fonctionnement,
- segmentation de la puissance (diminution du stress des composants de puissance),
- grande qualité de couple (réduction des vibrations),
- moindre dimensionnement des calibres des composants de puissance (bon impact sur la longévité des isolants) etc...

Au sein du laboratoire IREENA, les activités de recherche sur les machines à grand nombre de phases ont démarré en 1998 avec la thèse de F. Terrien [Ter00]. Puis de nombreuses thèses ont suivi dans ce domaine [Mad04][Rob05][Mer05].

En cas de fonctionnement en vitesse variable, les stratégies de commande proposées dans les applications éoliennes et hydroliennes requièrent la maîtrise totale du couple électromagnétique de la génératrice. Or lors de l'ouverture d'une phase de la machine, celle-ci développe un couple ondulateur qui se traduit par un taux d'ondulation

de couple élevé. L'action via la commande pourrait réduire voire annuler ces ondulations. Dans ce contexte une possibilité existe, celle de remodeler les formes d'onde des références de courant. Suivant le type de machine utilisé et le type de couplage mis en œuvre, la commande peut s'avérer être très complexe. Une étude complète et détaillée est fournie dans [Cre10].

Le filtrage total ou partiel des ondulations du couple, en fonctionnement dégradé, est conditionné par le mode de couplage des enroulements de la machine. Si nous prenons le cas de la machine triphasée, une étude faite dans [Kes03] [Cre10] a montré que lorsque les phases de la machine sont couplées en étoile, la commande perd un degré de liberté (ddl initialement à trois). En sus de l'ouverture d'une phase de la machine, le nombre ddl se retrouve réduit à un. De ce fait le filtrage, même partiel, des ondulations du couple n'est plus possible. Une autre alternative consiste à ne pas coupler les enroulements de la machine. Dans ce cas le nombre de ddl disponibles est de trois et en cas d'ouverture d'une phase de la machine, l'action sur la commande pourra garantir le filtrage total des ondulations du couple avec les stratégies de commande proposées dans la littérature.

D'après la définition donnée aux machines polyphasées, une conclusion immédiate en découle ; « *dans des applications nécessitant une poursuite du fonctionnement en mode dégradé (défauts liés à la machine ou au convertisseur), les machines polyphasées sont privilégiées devant les machines triphasées classiques* ». Cette allégation est corroborée dans [Bne11b] où l'auteur fait une comparaison entre une machine triphasée classique et une machine polyphasée (pentaphasée) dans une application hydrolienne. Après une comparaison, en mode normal et mode dégradé, l'auteur conclut en ces termes [Bne11b] ; premièrement *"It is therefore obvious that a multiphase generator is more appropriate for MCTs normal operation than a classical three phase generator"*. Deuxièmement *"The analysis of the above performances under faulty conditions confirms the fact that a multiphase generator is clearly a candidate of choice for a marine current turbine"*. Finalement *"The obtained results clearly show that, even in normal operation, a multiphase generator is clearly a candidate of choice for marine current turbine applications, in comparison to a classical three-phase generator"*.

Une autre évaluation objective en s'appuyant sur des résultats expérimentaux permet à l'auteur de conclure en ces termes [Has10] : *‘It is observed that when a single-phase open-circuit failure occurs, the five-phase system captures more power from the prime mover compared to the three-phase system with a single-phase failure, with lower peak-to-peak voltage ripple and lower shaft torque ripple. Also, the total copper loss is lower in the five-phase generator compared to the three-phase generator despite the imbalance in the phase currents’.*

### **I.5 Architectures d'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé AC/DC »**

Après avoir fait un état de l'art des topologies d'ensemble « machine – convertisseur » tolérantes aux défauts et montré que les machines polyphasées sont privilégiées devant les machines triphasées classiques dans des applications nécessitant une poursuite de fonctionnement en mode dégradé, afin d'accroître la fiabilité et la sûreté de fonctionnement de la chaîne de conversion d'énergie en garantissant la continuité de la fourniture d'énergie en mode dégradé, nous envisageons de substituer la génératrice triphasée classique par une génératrice polyphasée plus précisément une génératrice pentaphasée. Deux topologies de convertisseurs statiques d'électronique de puissance tolérantes aux défauts ou minimisant le nombre de composants actifs de puissance commandables sont investiguées : le redresseur MLI pentaphasé et le redresseur VIENNA pentaphasé. Les architectures d'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé AC/DC » possibles en fonctionnement normal et en fonctionnement dégradé sont présentées sur les Figures 10 et 11. Dans le cas du fonctionnement dégradé on se limite à une phase ouverte et on suppose que c'est la phase  $e$  qui est ouverte.

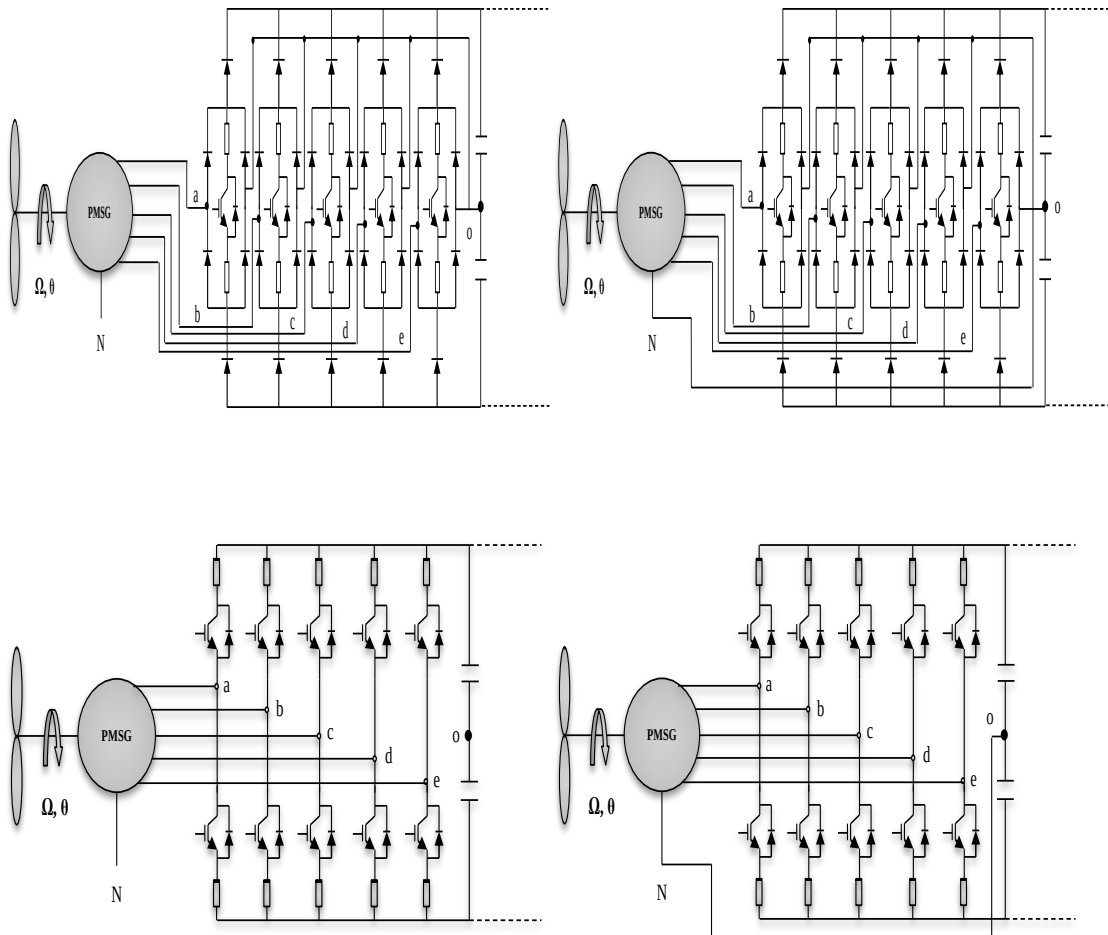


Figure 10 : Architectures d'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé AC/DC » en fonctionnement normal

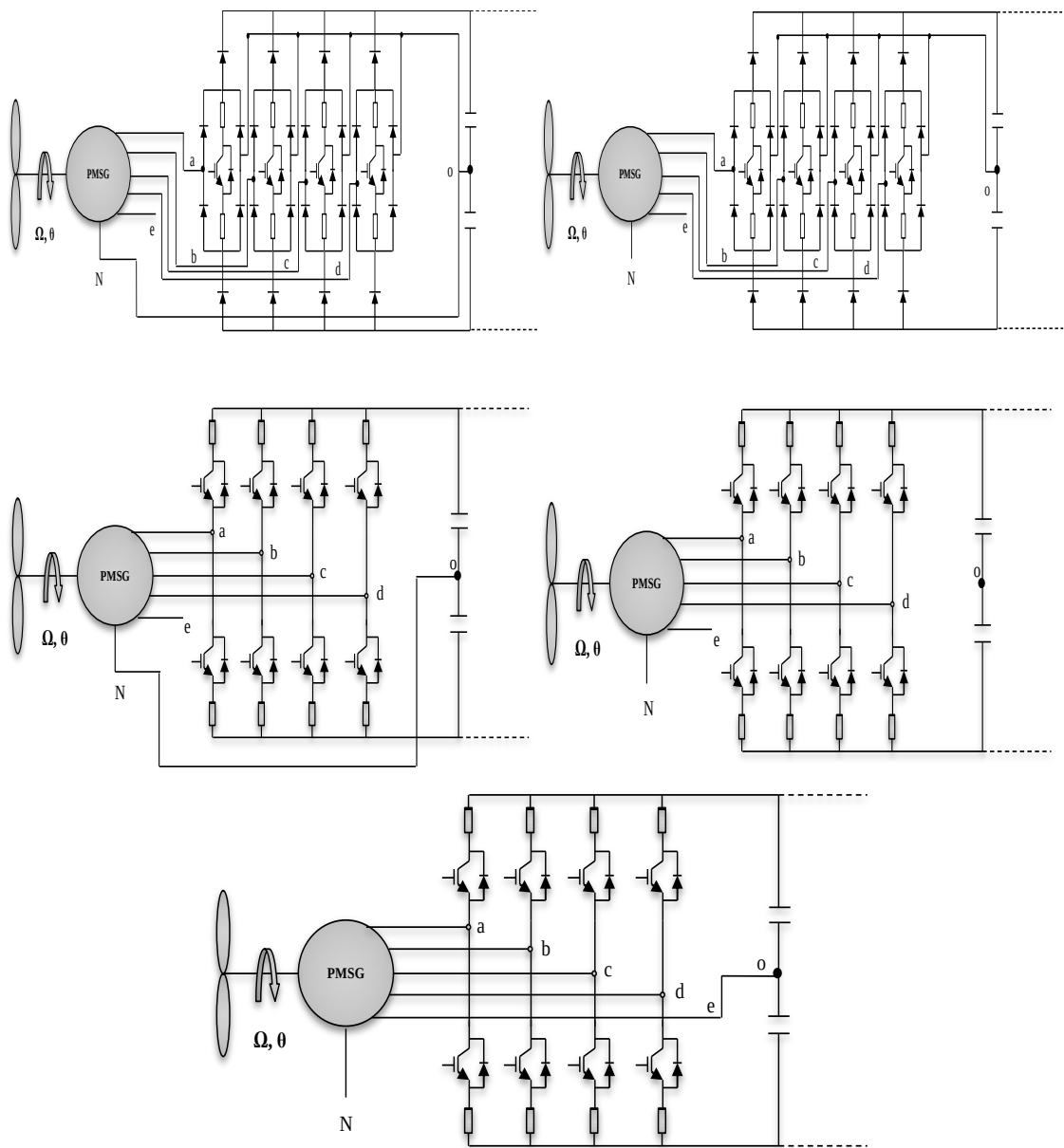


Figure 11 : Architectures d'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé AC/DC » en fonctionnement dégradé



## I.6 Conclusion

Il a été question dans ce chapitre d'explorer les topologies d'ensemble « machine – convertisseur » tolérantes aux défauts rencontrées dans la littérature. Ainsi une analyse des défauts et des taux de défaillance dans une chaîne de conversion d'énergie a été réalisée. Ensuite nous avons dressé un panorama des différentes topologies d'ensemble « machine – convertisseur » tolérantes aux défauts. Enfin nous avons montré que les machines polyphasées sont privilégiées devant les machines triphasées classiques et ainsi deux topologies d'ensemble « machine – convertisseur » ont été retenues :

- ensemble « génératrice pentaphasée – redresseur MLI pentaphasé »,
- ensemble « génératrice pentaphasée – redresseur VIENNA pentaphasé ».

Dans la suite, l'étude est menée par analyse théorique et par simulation numérique. Ainsi il est primordial de connaître le modèle en vue de la simulation et en vue de la commande de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur AC/DC ». Mais auparavant le modèle dynamique de la génératrice pentaphasée est investigué.

## **CHAPITRE II : Modélisation dynamique et stratégie de commande de la génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale**

---

## II.1 Introduction

L'étude de la chaîne complète de conversion d'énergie nécessite d'établir au préalable le modèle dynamique en vue de la simulation ou en vue de la commande de la génératrice pentaphasée. Afin d'atteindre cet objectif, une analyse vectorielle du modèle électrique basée sur la théorie de Fortescue est investiguée. Différents modèles de la machine pentaphasée et des expressions du couple dans la base canonique, dans le référentiel de Concordia et dans le référentiel de Park sont établis.

Une seconde approche de modélisation en vue de la simulation de la génératrice avec son alimentation est développée. L'outil de simulation développé constitue un outil pour l'analyse comportementale de la chaîne de conversion et de l'étude de l'influence du mode d'alimentation et du couplage des enroulements de la machine et la répartition des harmoniques.

Enfin, des stratégies de commande de la génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale en fonctionnement normal sont élaborées. L'objectif de cette partie est de déterminer les références de courant dans chacun des référentiels où la commande est faite afin d'optimiser le fonctionnement de l'association « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé AC/DC ».

## II.2 Analyse vectorielle du modèle électrique de la machine pentaphasée

### II.2.1 Hypothèses de travail

Dans cette étude on s'intéresse aux machines dites polyphasées possédant un nombre  $n$  premier de phases régulièrement réparties. Les phases sont supposées identiques. Le déphasage entre deux phases successives est de  $2\pi/n$ . La machine considérée est une machine à aimants permanents et à pôles lisses. Les effets de peau, des amortisseurs, saturation ainsi que les effets de réductance variable sont négligés. Nous nous limitons au premier harmonique de chaque sous-espace. Les enroulements des phases de la machine sont couplés en étoile.

### II.2.2 Théorie de Fortescue

Une base de diagonalisation de dimension  $n$  et valable pour les machines à enroulement régulièrement réparties a été définie par Fortescue [For18]. D'après Fortescue

[For18] un système à  $n$  phases, avec  $n$  un nombre premier quelconque, peut être décomposé sous la forme de  $(n-1)$  systèmes symétriques (les vecteurs ont la même norme et régulièrement déphasés entre eux) et d'un système homopolaire (tous les vecteurs sont en phase et ont la même norme). Dans ce cas, une base de travail dans un espace hermitien constituée de  $n$  vecteurs orthogonaux et normés peut alors être définie. La matrice de transformation de Fortescue  $[M_n]$  définie par l'équation (II - 1) est utilisée pour résoudre tout système à  $n$  phases symétriques.

$$[M_n] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & a & \cdots & a^{(n-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & a^{(n-1)} & \cdots & a \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 1)$$

Où :  $a = e^{j2\pi/n}$

Les éléments de la matrice  $M_n$  sont obtenus par l'algorithme de construction suivant [For18] :

$$s_r = \begin{bmatrix} 1 \\ a^{r-1} \\ a^{2(r-1)} \\ \vdots \\ a^{(n-1)(r-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 2)$$

$r$  allant de 1 à  $n$  et  $s_r$  la  $r$ ème colonne de la matrice  $[M_n]$ .

Comme définit par Fortescue, pour  $r=1$  on retrouve les vecteurs définissant le système homopolaire. Pour  $r=2$  et  $r=n$  on retrouve respectivement les vecteurs définissant le système inverse et le système direct.

### II.2.3 Analyse harmonique d'une machine pentaphasée basée sur la théorie de Fortescue

Dans ce paragraphe on s'intéresse à l'analyse harmonique d'une génératrice synchrone pentaphasée à aimants permanents basée sur la théorie de Fortescue. En adoptant la convention "générateur", dans la base canonique (référentiel abcde) l'équation électrique de la génératrice pentaphasée peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$[E] = [R][I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + [V] \quad (\text{II} - 3)$$

$$\text{Avec} \quad [R] = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r \end{bmatrix}, \quad [L] = \begin{bmatrix} L_1 & L_2 & L_3 & L_3 & L_2 \\ L_2 & L_1 & L_2 & L_3 & L_3 \\ L_3 & L_2 & L_1 & L_2 & L_3 \\ L_3 & L_3 & L_2 & L_1 & L_2 \\ L_2 & L_3 & L_3 & L_2 & L_1 \end{bmatrix}$$

$$[I] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix}, \quad [V] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \end{bmatrix}, \quad [E] = \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \\ E_d \\ E_e \end{bmatrix}.$$

$[L]$  : la matrice d'inductance,  $[I]$  le vecteur Courant,  $[V]$  le vecteur Tension,  $[E]$  le vecteur FEM et  $r$  la résistance d'une phase.

D'après la relation (II - 1), on déduit aisément la matrice  $[M_5]$  correspondant à un système pentaphasé :

$$[M_5] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 & a^3 & a^4 \\ 1 & a^2 & a^4 & a & a^3 \\ 1 & a^3 & a & a^4 & a^2 \\ 1 & a^4 & a^3 & a^2 & a \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 4)$$

Sachant que les vecteurs composant la matrice  $M_5$  sont tous orthogonaux, on peut déduire trois sous-espaces orthogonaux :

- le premier sous-espace, appelé "*plan principal*", est engendré par les vecteurs composant la deuxième ligne et la dernière ligne.
- le deuxième sous-espace, appelé "*plan secondaire*", est engendré par les vecteurs composant la troisième ligne et quatrième ligne.
- la première ligne représente le "*plan homopolaire*".

Supposons que chaque grandeur électrique de la machine soit décomposable en série de Fourier. En tenant compte du sens direct, la formulation complexe de l'expression d'une harmonique de chaque grandeur électrique définie (le courant, la force électromotrice, la tension ou le flux) par  $X$ , peut s'écrire [Rob05]:

$$[X]_h = C_h e^{j(h\theta + \varphi_h)} \begin{bmatrix} 1 \\ a^{4h} \\ a^{3h} \\ a^{2h} \\ a^h \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 5)$$

Où  $h$  est le rang de l'harmonique considéré,  $C_h$  et  $\varphi_h$  sont respectivement l'amplitude et la phase de l'harmonique de rang  $h$ .

En combinant les équations (II - 4) et (II - 5) et en tenant compte de l'ordre de séquence de la matrice  $[M_5]$ , on déduit la répartition des harmoniques d'une grandeur électrique de la machine pentaphasée dans les trois plans comme le montre le Tableau 2.

| Sous-espaces         | Plan principal | Plan secondaire | Homopolaire   |
|----------------------|----------------|-----------------|---------------|
| Rang de l'harmonique | 1, 4, 6, 9...  | 3, 2, 7, 8...   | 5, 10, 15,... |

Tableau 2 : Répartition des harmoniques d'une grandeur électrique de la machine pentaphasée

Le Tableau 2 montre que :

- dans le plan principal, un système sinusoïdal est porté par le fondamental,
- dans le plan secondaire, un système sinusoïdal est porté par l'harmonique de rang 3.

#### II.2.4 Modèle de la machine pentaphasée dans la base canonique

Dans la base canonique, la machine pentaphasée est équivalente à trois sous-machines pentaphasées fictives découplées magnétiquement et couplées mécaniquement. Ces trois machines pentaphasées fictives sont appelées respectivement machine principale, machine secondaire et machine homopolaire. La pulsation électrique de chaque machine fictive est égale à  $h\omega$  avec  $h$  le rang de l'harmonique d'espace dominant du plan considéré. La Figure 12 illustre la nouvelle répartition fictive des phases de la machine dans le plan principal et dans le plan secondaire. Dans la suite on se limite au premier harmonique d'espace de chaque plan considéré.

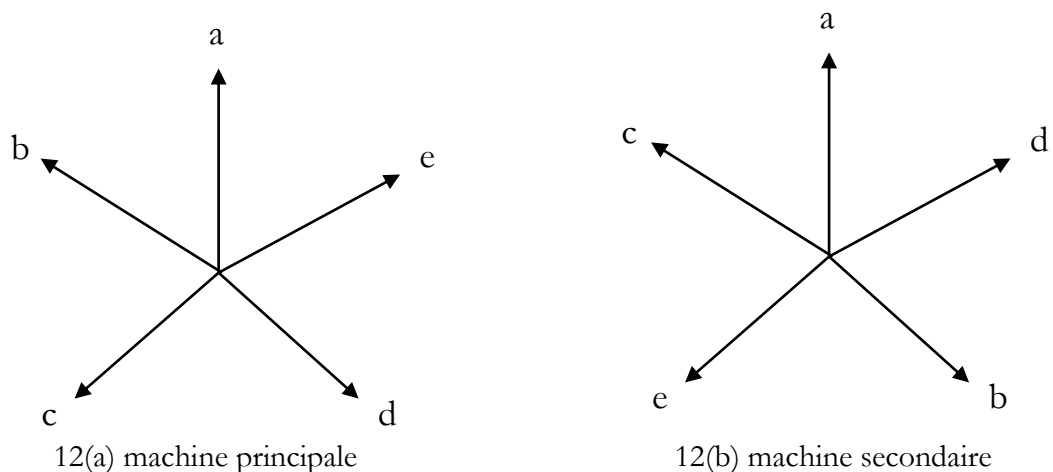


Figure 12 : Nouvelle répartition fictive des phases de la machine

### II.2.4.1 Equations aux tensions

Après avoir introduit les notions de machines pentaphasées fictives, l'équation (II - 3) peut être décomposée dans les trois plans :

$$[E]_p = r[I]_p + L_p \frac{d}{dt} [I]_p + [V]_p \quad (\text{II} - 6)$$

$$[E]_s = r[I]_s + L_s \frac{d}{dt} [I]_s + [V]_s \quad (\text{II} - 7)$$

$$[E]_0 = r[I]_0 + L_0 \frac{d}{dt} [I]_0 + [V]_0 \quad (\text{II} - 8)$$

Où p, s, 0 désignent respectivement principal, secondaire et homopolaire.

Les expressions de  $L_p, L_s, L_0$  peuvent être déterminées en calculant le flux créé dans une phase dans le plan considéré.

Dans chaque plan considéré, l'expression du flux créé dans la phase  $a$  est donnée par :

$$\Phi_{a,y} = L_1 I_{a,y} + L_2 (I_{b,y} + I_{e,y}) + L_3 (I_{c,y} + I_{d,y}) \quad (\text{II} - 9)$$

Où  $y=p, s, 0$ .

Après développement des calculs on déduit les expressions des inductances  $L_p, L_s, L_0$  :

$$L_p = L_1 + 2L_2 \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + 2L_3 \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \quad (\text{II} - 10)$$

$$L_s = \left[ L_1 + 2L_2 \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) + 2L_3 \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \right] \quad (\text{II} - 11)$$

$$L_0 = L_1 + 2L_2 + 2L_3 \quad (\text{II} - 12)$$

Le schéma électrique équivalent de chaque machine fictive de la génératrice pentaphasée est donné à la Figure 13.

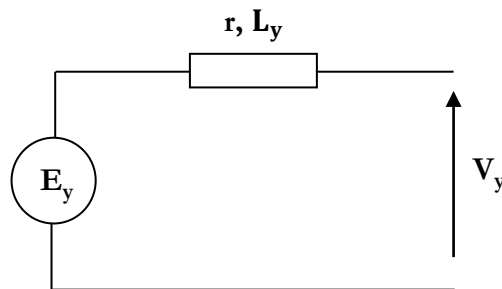


Figure 13 : Circuit électrique équivalent par phase de chaque machine fictive

### II.2.4.2 Expression du couple électromagnétique

Dans la base canonique, l'expression générale du couple électromagnétique est donnée par :

$$\Gamma = \frac{1}{\Omega} (E_a I_a + E_b I_b + E_c I_c + E_d I_d + E_e I_e) \quad (\text{II} - 13)$$

Avec  $\Omega$  la vitesse angulaire mécanique de la machine.

Ce couple est la somme des couples des machines fictives :

$$\Gamma = \Gamma_p + \Gamma_s + \Gamma_0 \quad (\text{II} - 14)$$

L'expression générale du couple électromagnétique de chaque machine fictive est donnée par :

$$\Gamma_y = \frac{1}{\Omega} (E_{ay} I_{ay} + E_{by} I_{by} + E_{cy} I_{cy} + E_{dy} I_{dy} + E_{ey} I_{ey}) \quad (\text{II} - 15)$$

Avec  $y=p, s, 0$ .

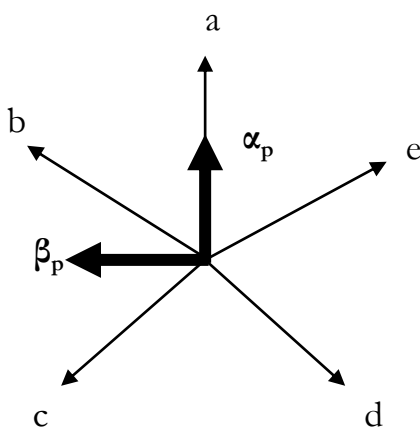
### II.2.5 Modèle de la machine dans les repères de Concordia

Chaque machine fictive est décrite dans son propre repère de Concordia (Figure 14).

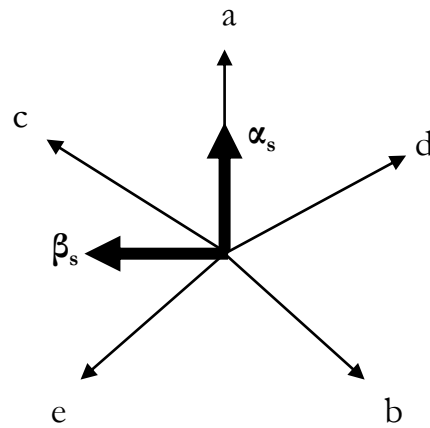
En projetant chaque grandeur électrique du plan considéré dans les repères  $(\alpha_p, \beta_p)$  et  $(\alpha_s, \beta_s)$  les deux matrices de transformation dans chaque plan sont obtenues :

$$[T_p]^t = \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 16)$$

$$[T_s]^t = \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 17)$$



14(a) plan principal



14(b) plan secondaire

Figure 14 : Axes de projection dans chaque plan de Concordia considéré



En concaténant les deux matrices de transformation et en tenant compte de l'homopolaire, la matrice de transformation globale normée est obtenue. Elle est donnée par :

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II - 18})$$

Cette matrice permet de diagonaliser la matrice d'inductance. Elle est similaire à celle proposée par [Rob05] dont la méthode est basée sur la diagonalisation de la matrice d'inductance dans une base où la matrice inductance est semi-circulante. Une autre matrice de transformation permettant de diagonaliser la matrice inductance est proposée dans [War69][Kes02] et est donnée par :

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II - 19})$$

Comme il a été souligné dans [Rob05] le sens direct de rotation des harmoniques n'est pas respecté.

### II.2.5.1 Equations aux tensions

En utilisant la matrice de transformation donnée par (II - 18), le modèle électrique de chaque machine diphasée fictive dans le repère de Concordia est donnée par :

- machine principale :

$$\begin{aligned} E_{\alpha p} &= r I_{\alpha p} + L_p \frac{dI_{\alpha p}}{dt} + V_{\alpha p} \\ E_{\beta p} &= r I_{\beta p} + L_p \frac{dI_{\beta p}}{dt} + V_{\beta p} \end{aligned} \quad (\text{II - 20})$$

- machine secondaire :

$$\begin{aligned} E_{\alpha s} &= r I_{\alpha s} + L_s \frac{dI_{\alpha s}}{dt} + V_{\alpha s} \\ E_{\beta s} &= r I_{\beta s} + L_s \frac{dI_{\beta s}}{dt} + V_{\beta s} \end{aligned} \quad (\text{II} - 21)$$

- machine homopolaire :

$$E_0 = r I_0 + L_0 \frac{dI_0}{dt} + V_0 \quad (\text{II} - 22)$$

### II.2.5.2 Expression du couple électromagnétique

Dans les deux repères de Concordia, l'expression du couple électromagnétique de chaque machine fictive est donnée par :

$$\Gamma_p = \frac{1}{\Omega} (E_{\alpha p} I_{\alpha p} + E_{\beta p} I_{\beta p}) \quad (\text{II} - 23)$$

$$\Gamma_s = \frac{1}{\Omega} (E_{\alpha s} I_{\alpha s} + E_{\beta s} I_{\beta s}) \quad (\text{II} - 24)$$

$$\Gamma_y = \frac{1}{\Omega} E_0 I_0 \quad (\text{II} - 25)$$

L'expression globale du couple électromagnétique est donnée par :

$$\Gamma = \Gamma_p + \Gamma_s + \Gamma_0 = \frac{1}{\Omega} (E_{\alpha p} I_{\alpha p} + E_{\beta p} I_{\beta p} + E_{\alpha s} I_{\alpha s} + E_{\beta s} I_{\beta s} + E_0 I_0) \quad (\text{II} - 26)$$

## II.2.6 Analyse comportementale de la machine suivant le mode d'alimentation

### II.2.6.1 Modèle dynamique de l'ensemble génératrice pentaphasée - redresseur MLI – charge

Cette partie concerne l'analyse de l'influence de la commande, de la fonction de couplage entre les phases est faite et du mode d'alimentation sur le comportement temporel de la génératrice pentaphasée associée au redresseur MLI à cinq bras présenté sur la Figure 15.

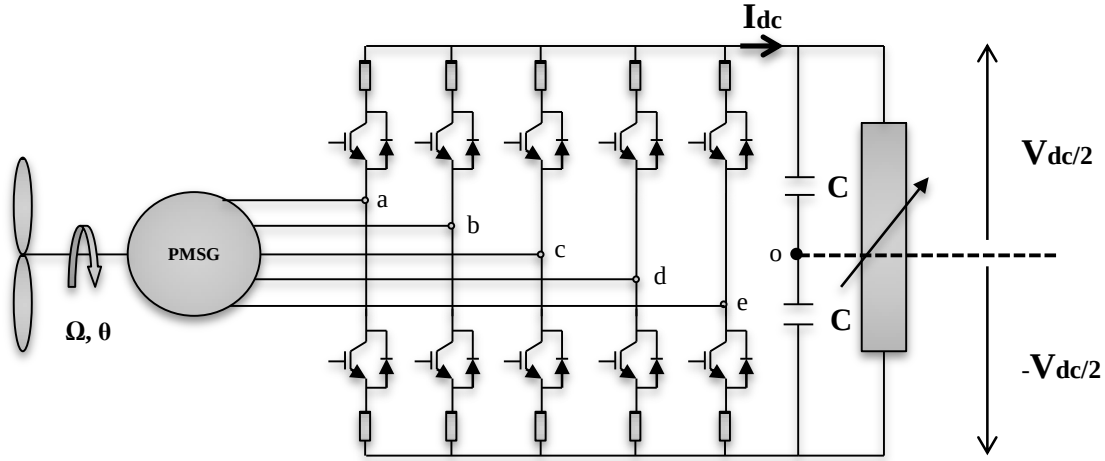


Figure 15 : Diagramme synoptique du redresseur MLI alimenté par une génératrice pentaphasée

Cette étude faite par simulation numérique nécessite d'établir au préalable le modèle d'état équivalent de l'ensemble (génératrice + redresseur MLI + charge) en vue de la simulation. On suppose que la vitesse de la génératrice est constante et que la charge est de type résistive ( $R_L$ ).

Les interrupteurs du redresseur sont considérés idéaux. Les états des interrupteurs sont représentés par un vecteur de dimension (5\*1) donné par :

$$[S_T] = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_d \\ S_e \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 27)$$

$S_z$  représente l'état de conduction du bras alimentant la phase  $z$  (1 ou -1 en fonction de l'état des interrupteurs),  $z=a,b,c,d,e$ .

Sachant que la FEM homopolaire supposée est égale à zéro, la somme des tensions de phase est nulle :

$$V_a + V_b + V_c + V_d + V_e = 0 \quad (\text{II} - 28)$$

La tension aux bornes de chaque phase peut être exprimée en fonction des tensions à la sortie du redresseur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ao} - V_{No} \\ V_{bo} - V_{No} \\ V_{co} - V_{No} \\ V_{do} - V_{No} \\ V_{eo} - V_{No} \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 29)$$

Où N est le point neutre de la génératrice et O est le point milieu du bus continu.

La tension  $V_{No}$  peut être exprimée sous la forme suivante :

$$V_{No} = \frac{1}{5} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + V_{do} + V_{eo}) \quad (\text{II} - 30)$$

En combinant les équations (II - 29) et (II - 30), le vecteur tension de la génératrice en fonction des tensions de sortie du redresseur est déduit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \end{bmatrix} = \frac{1}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \\ V_{do} \\ V_{eo} \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 31)$$

Les tensions à la sortie du redresseur peuvent être aussi écrites en fonction du vecteur décrivant les états de conduction du redresseur :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \\ V_{do} \\ V_{eo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_d \\ S_e \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II} - 32)$$

Finalement les tensions de phases en fonction de l'état de conduction du redresseur sont déduites :

$$[V] = \frac{V_{dc}}{2} [T_T][S_T] \quad (\text{II} - 33)$$

$$\text{Avec } [T_T] = \frac{1}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix}$$

En supposant que la charge est de type  $R_L$  et en appliquant la loi de Kirchhoff, l'équation côté charge est donnée par :

$$C \frac{d}{dt} \left( \frac{V_{dc}}{2} \right) = I_{dc} - \frac{2}{R_L} \left( \frac{V_{dc}}{2} \right) \quad (\text{II} - 34)$$

En se basant sur le principe de la conservation de puissance  $[V]^t[I] = V_{dc}I_{dc}$ , on déduit la relation entre le courant côté continu et le courant côté alternatif :

$$I_{dc} = [S_C]^t[I] \quad (\text{II} - 35)$$

$$\text{Avec } [S_C] = \frac{1}{2} [T_T][S_T]$$

L'équation (II - 34) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\frac{C}{2} \frac{d}{dt} V_{dc} = [S_C]^t[I] - \frac{1}{R_L} V_{dc} \quad (\text{II} - 36)$$

En combinant les équations (II - 3) et (II - 33), l'équation suivante est déduite :

$$[E] = [R][I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + [T_T][S_T] \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II} - 37)$$

En définissant  $I$ ,  $V_{dc}$  comme variable d'état et en combinant les relations (II - 36) et (II - 37), le modèle dynamique décrivant le comportement temporel de l'ensemble génératrice - redresseur MLI – charge peut être écrit sous la forme d'un modèle d'état et s'établit comme suit :

$$\begin{bmatrix} [L] & 0 \\ 0 & \frac{C}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\dot{I}] \\ \dot{V}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -[R] & -\frac{1}{2}[T_T][S_T] \\ [S_C]^t & -\frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [E] \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II - 38})$$

Au sens des valeurs moyennes la relation qui lie les tensions simples de la génératrice aux tensions de sortie du redresseur devient :

$$[V] = \frac{V_{dc}}{2W_m} [V]_{com} \quad (\text{II - 39})$$

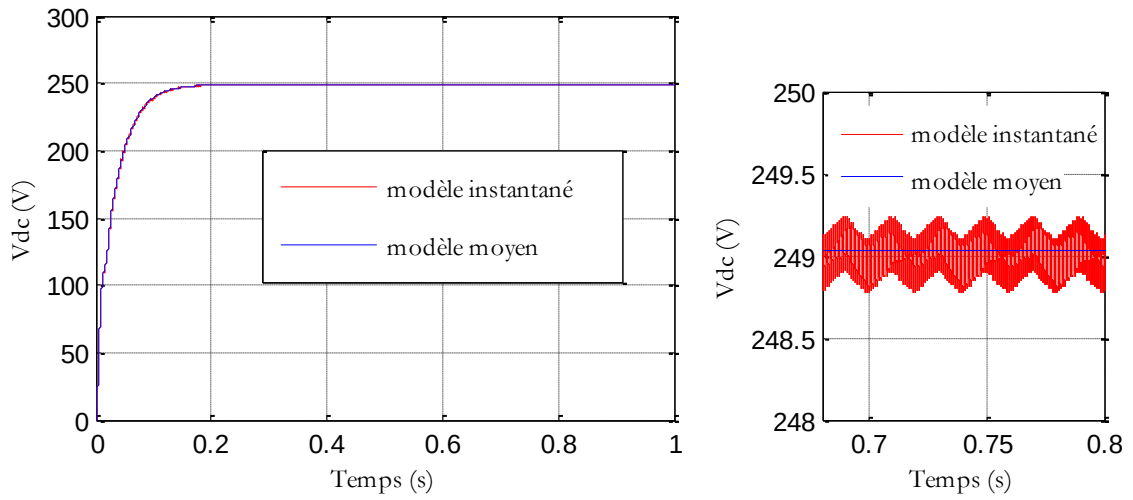
$$\text{Avec } [V]_{com} = \begin{bmatrix} V_{acom} \\ V_{bcom} \\ V_{ccom} \\ V_{dcom} \\ V_{ecom} \end{bmatrix} \text{ le vecteur des tensions de commande et } W_m \text{ la valeur}$$

maximale de la porteuse.

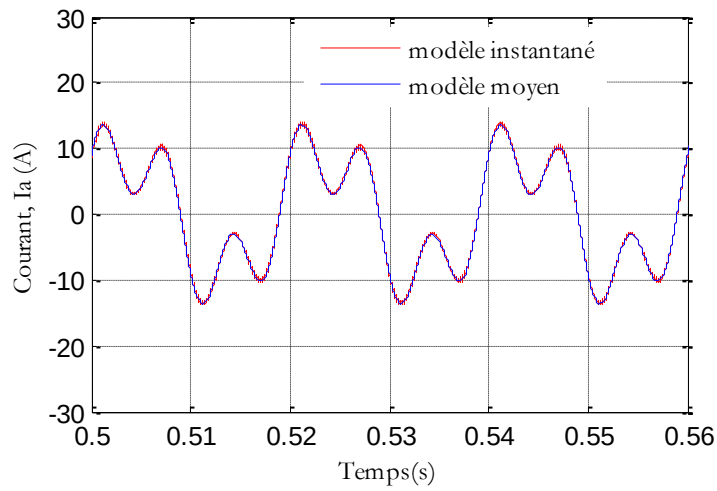
En utilisant les équations (II - 33), (II - 38) et (II - 39), le modèle d'état, au sens des valeurs moyennes, peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} [L] & 0 \\ 0 & \frac{C}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\dot{I}] \\ \dot{V}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -[R] & -\frac{1}{2W_m}[V]_{com} \\ \frac{1}{2W_m}[V]_{com} & -\frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [E] \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II - 40})$$

La Figure 16 montre les résultats de simulation des deux modèles instantanée décrit par l'équation (II - 38) et moyen décrit par l'équation (II - 40). A titre d'exemple, nous avons effectué une simulation où le système est excité en entrée par des tensions de commande ayant une composante fondamentale et un harmonique de rang 3 d'amplitude égale à 0.3 fois celle du fondamental. La fréquence de la MLI est fixée à 5 kHz. Les résultats de simulation montrent une nette concordance entre les résultats issus des deux modèles.



16(a) Tension du bus continu



16(b) Courant dans la phase a

Figure 16 : Simulation des deux modèles

### II.2.6.2 Analyse de l'influence du mode d'alimentation et du couplage

Afin de faire cette analyse, nous considérons au préalable la projection du vecteur tension statorique dans les plans de Concordia en fonction de l'état de conduction des bras du convertisseur. Sachant que chaque bras du redresseur (Figure 15) peut avoir deux états possibles, le redresseur peut avoir  $2^5$  états possibles. Le vecteur tension statorique aura donc 32 ( $2^5$ ) positions possibles (32, de  $v_0$  à  $v_{31}$ ). Du fait du couplage étoile, tous les vecteurs tension ont une projection nulle dans le plan homopolaire.

Dans le référentiel abcde le vecteur tension statorique peut s'écrire :

$$\vec{v} = V_a \vec{x}_a + V_b \vec{x}_b + V_c \vec{x}_c + V_d \vec{x}_d + V_e \vec{x}_e \quad (\text{II} - 41)$$

En utilisant les matrices de transformation de Concordia on peut écrire :

$$[X_{(abcde)p}] = [T_p][X_{(\alpha\beta)p}] \quad (\text{II - 42})$$

$$[X_{(abcde)s}] = [T_s][X_{(\alpha\beta)s}] \quad (\text{II - 43})$$

Posons  $\gamma = e^{j\frac{2\pi}{5}}$ .

En utilisant les deux équations (II - 42) et (II - 43) et en introduisant une notation complexe, le vecteur tension statorique, dans les deux plans, peut mettre sous la forme :

$$v_p(V_a, V_b, V_c, V_d, V_e) = \frac{2}{5}(V_a + \gamma V_b + \gamma^2 V_c + \gamma^3 V_d + \gamma^4 V_e) \quad (\text{II - 44})$$

$$v_s(V_a, V_b, V_c, V_d, V_e) = \frac{2}{5}(V_a + \gamma^3 V_b + \gamma V_c + \gamma^4 V_d + \gamma^2 V_e) \quad (\text{II - 45})$$

En combinant les relations (II - 29), (II - 32) et (II - 44), le vecteur tension statorique dans le plan principal devient :

$$v_p(S_a, S_b, S_c, S_d, S_e) = \frac{1}{5}V_{dc}(S_a + \gamma S_b + \gamma^2 S_c + \gamma^3 S_d + \gamma^4 S_e) \quad (\text{II - 46})$$

En adoptant la même démarche pour le vecteur tension statorique dans le plan secondaire on obtient :

$$v_s(S_a, S_b, S_c, S_d, S_e) = \frac{1}{5}V_{dc}(S_a + \gamma^3 S_b + \gamma S_c + \gamma^4 S_d + \gamma^2 S_e) \quad (\text{II - 47})$$

Le Tableau 3 donne les coordonnées des vecteurs tension statorique dans les différents plans. Ces valeurs sont normalisées par rapport à la tension du bus continu. Les projections des vecteurs tension statorique dans chaque plan fictif considéré sont présentées sur les Figures 17 et 18.

|          | $S_a$ | $S_b$ | $S_c$ | $S_d$ | $S_e$ | $V_{\alpha p}/V_{dc}$ | $V_{\beta p}/V_{dc}$ | $V_{\alpha s}/V_{dc}$ | $V_{\beta s}/V_{dc}$ |
|----------|-------|-------|-------|-------|-------|-----------------------|----------------------|-----------------------|----------------------|
| $v_0$    | -1    | -1    | -1    | -1    | -1    | 0                     | 0                    | 0                     | 0                    |
| $v_1$    | -1    | -1    | -1    | -1    | 1     | 0.1236                | -0.3804              | -0.3236               | -0.2351              |
| $v_2$    | -1    | -1    | -1    | 1     | -1    | -0.3236               | -0.2351              | 0.1236                | 0.3804               |
| $v_3$    | -1    | -1    | -1    | 1     | 1     | -0.2000               | -0.6155              | -0.2000               | 0.1453               |
| $v_4$    | -1    | -1    | 1     | -1    | -1    | -0.3236               | 0.2351               | 0.1236                | -0.3804              |
| $v_5$    | -1    | -1    | 1     | -1    | 1     | -0.2000               | -0.1453              | -0.2000               | -0.6155              |
| $v_6$    | -1    | -1    | 1     | 1     | -1    | -0.6472               | 0                    | 0.2472                | 0                    |
| $v_7$    | -1    | -1    | 1     | 1     | 1     | -0.5236               | -0.3804              | -0.0764               | -0.2351              |
| $v_8$    | -1    | 1     | -1    | -1    | -1    | 0.1236                | 0.3804               | -0.3236               | 0.2351               |
| $v_9$    | -1    | 1     | -1    | -1    | 1     | 0.2472                | 0                    | -0.6472               | 0                    |
| $v_{10}$ | -1    | 1     | -1    | 1     | -1    | -0.2000               | 0.1453               | -0.2000               | 0.6155               |
| $v_{11}$ | -1    | 1     | -1    | 1     | 1     | -0.0764               | -0.2351              | -0.5236               | 0.3804               |
| $v_{12}$ | -1    | 1     | 1     | -1    | -1    | -0.2000               | 0.6155               | -0.2000               | -0.1453              |
| $v_{13}$ | -1    | 1     | 1     | -1    | 1     | -0.0764               | 0.2351               | -0.5236               | -0.3804              |
| $v_{14}$ | -1    | 1     | 1     | 1     | -1    | -0.5236               | 0.3804               | -0.0764               | 0.2351               |
| $v_{15}$ | -1    | 1     | 1     | 1     | 1     | -0.4000               | 0                    | -0.4000               | 0                    |
| $v_{16}$ | 1     | -1    | -1    | -1    | -1    | 0.4000                | 0                    | 0.4000                | 0                    |
| $v_{17}$ | 1     | -1    | -1    | -1    | 1     | 0.5236                | -0.3804              | 0.0764                | -0.2351              |
| $v_{18}$ | 1     | -1    | -1    | 1     | -1    | 0.0764                | -0.2351              | 0.5236                | 0.3804               |
| $v_{19}$ | 1     | -1    | -1    | 1     | 1     | 0.2000                | -0.6155              | 0.2000                | 0.1453               |
| $v_{20}$ | 1     | -1    | 1     | -1    | -1    | 0.0764                | 0.2351               | 0.5236                | -0.3804              |
| $v_{21}$ | 1     | -1    | 1     | -1    | 1     | 0.2000                | -0.1453              | 0.2000                | -0.6155              |
| $v_{22}$ | 1     | -1    | 1     | 1     | -1    | -0.2472               | 0                    | 0.6472                | 0                    |
| $v_{23}$ | 1     | -1    | 1     | 1     | 1     | -0.1236               | -0.3804              | 0.3236                | -0.2351              |
| $v_{24}$ | 1     | 1     | -1    | -1    | -1    | 0.5236                | 0.3804               | 0.0764                | 0.2351               |
| $v_{25}$ | 1     | 1     | -1    | -1    | 1     | 0.6472                | 0                    | -0.2472               | 0                    |
| $v_{26}$ | 1     | 1     | -1    | 1     | -1    | 0.2000                | 0.1453               | 0.2000                | 0.6155               |
| $v_{27}$ | 1     | 1     | -1    | 1     | 1     | 0.3236                | -0.2351              | -0.1236               | 0.3804               |
| $v_{28}$ | 1     | 1     | 1     | -1    | -1    | 0.2000                | 0.6155               | 0.2000                | -0.1453              |
| $v_{29}$ | 1     | 1     | 1     | -1    | 1     | 0.3236                | 0.2351               | -0.1236               | -0.3804              |
| $v_{30}$ | 1     | 1     | 1     | 1     | -1    | -0.1236               | 0.3804               | 0.3236                | 0.2351               |
| $v_{31}$ | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 0                     | 0                    | 0                     | 0                    |

Tableau 3 : Vecteurs tension du redresseur



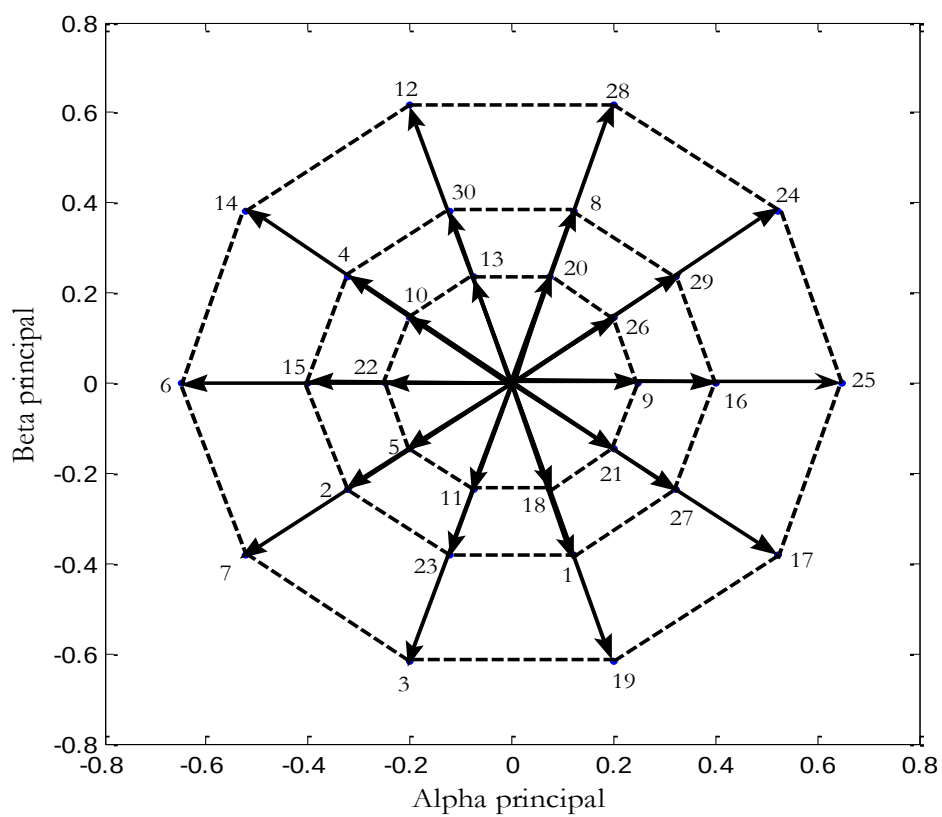


Figure 17 : Projection des vecteurs tension dans le plan principal

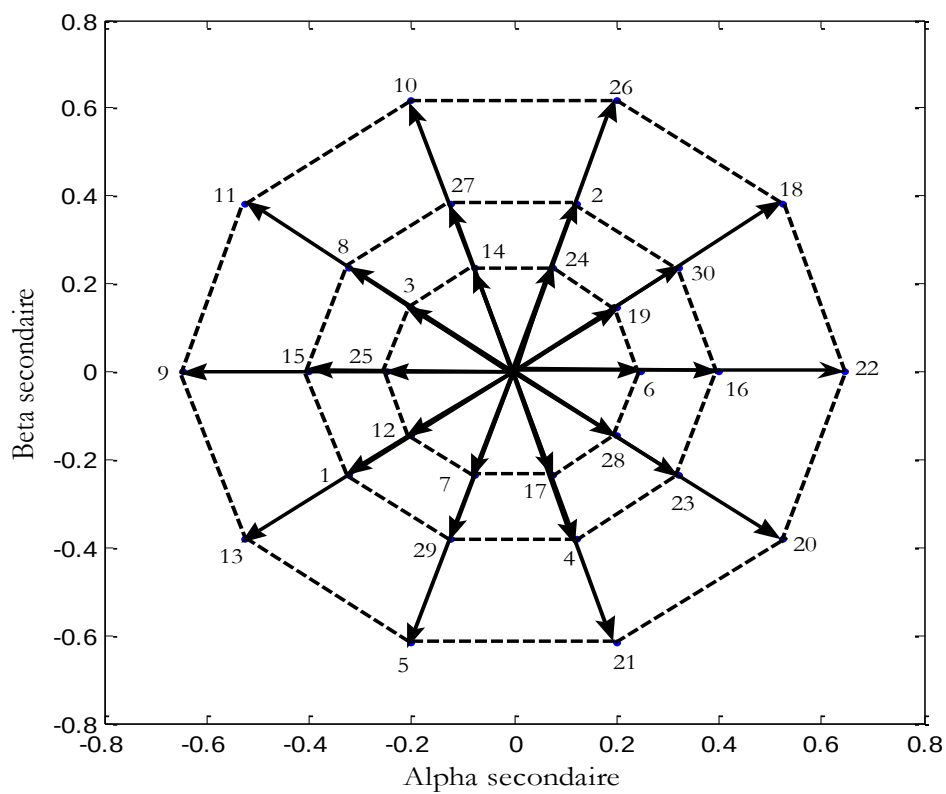


Figure 18 : Projection des vecteurs tension dans le plan secondaire

Les vecteurs  $v_0$  et  $v_{31}$  ont une projection nulle dans les deux plans considérés. On distingue trois groupes composés chacun de 10 vecteurs distincts :

- le groupe 1 composé de 10 vecteurs de même norme ( $v_3, v_6, v_7, v_{12}, v_{14}, v_{17}, v_{19}, v_{24}, v_{25}, v_{28}$ ) qui représente le décagone supérieur dans le plan principal et le décagone inférieur dans le plan secondaire.
- le groupe 2 composé aussi de 10 vecteurs de même norme ( $v_5, v_9, v_{10}, v_{11}, v_{13}, v_{18}, v_{20}, v_{21}, v_{22}, v_{26}$ ) qui représente le décagone inférieur dans le plan principal et le décagone supérieur dans le plan secondaire.
- les vecteurs  $v_1, v_2, v_4, v_8, v_{15}, v_{16}, v_{23}, v_{27}, v_{29}, v_{30}$  qui constituent le groupe 3 et représente le décagone intermédiaire dans chacun des plans considérés.

### II.2.6.3 Analyse comportementale suivant la commande et la fonction de couplage des phases de la machine.

Lorsque la FMM de la machine est à répartition sinusoïdale, les expressions de  $L_1$ ,  $L_2$  et  $L_3$  de la matrice inductance peuvent s'écrire sous la forme :

$L_1 = l_f + M$ ;  $L_2 = M \cos(2\pi/5)$ ;  $L_3 = M \cos(4\pi/5)$  avec  $l_f$  l'inductance de fuite et  $M$  l'inductance magnétisante.

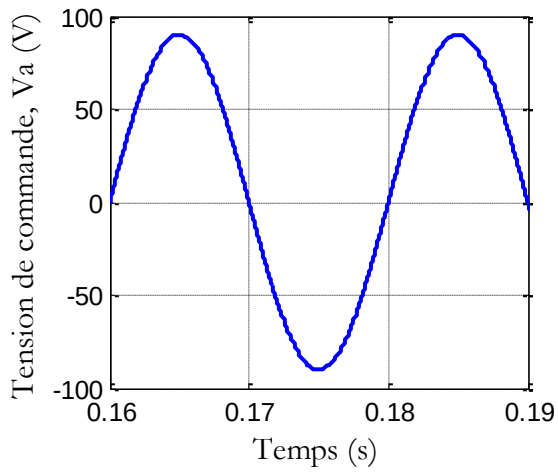
En mettant en évidence l'inductance de fuite et l'inductance magnétisante, les expressions de  $L_p, L_s, L_0$  (II - 10), (II - 11) et (II - 12) deviennent :

$$L_p = l_f + \frac{5}{2}M; \quad L_s = l_f; \quad L_0 = l_f \quad (\text{II - 48})$$

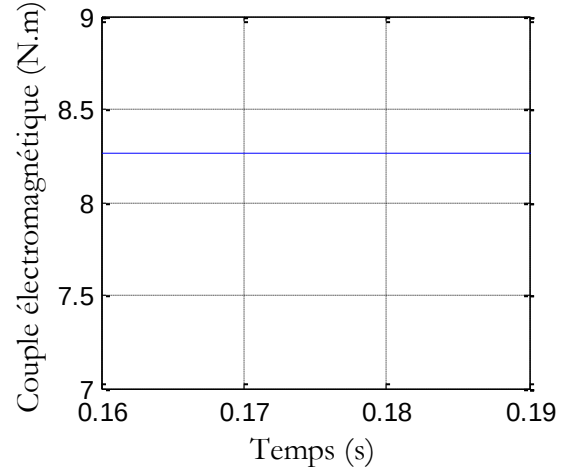
La Figure 19 montre les résultats de simulation obtenus dans le cas où la tension de commande est purement sinusoïdale. La machine secondaire n'est donc pas exploitée. Seule la machine principale est exploitée. L'amplitude du courant dans chaque phase est limitée par le circuit R, L et la FEM correspondante. Les composantes du courant dans le plan secondaire sont nulles tandis que le lieu du vecteur courant dans le plan principal est un cercle (Figure 19). Le rayon de ce cercle est égal à l'amplitude maximale du courant dans ce plan.

Cependant lorsque la machine est associée au redresseur MLI avec une commande pleine onde, des harmoniques de tension vont se projeter dans le plan secondaire. Puisque les composantes de la FEM dans ce plan sont nulles (FEM sinusoïdale) le circuit électrique équivalent devient passif. Dans le plan secondaire l'amplitude du courant est limitée uniquement par le circuit  $r$ ,  $L_s$  qui est égale à l'inductance de fuite  $l_f$ , tandis que dans le plan principal l'amplitude du courant est limitée par le circuit  $r$ ,  $L_p$  et  $E$ . En conséquence, l'amplitude du premier harmonique dans le plan secondaire est plus grand que l'amplitude du fondamental du courant dans le plan principal (Figure 20). La valeur moyenne du couple diminue et le couple devient pulsatoire (Figure 20).

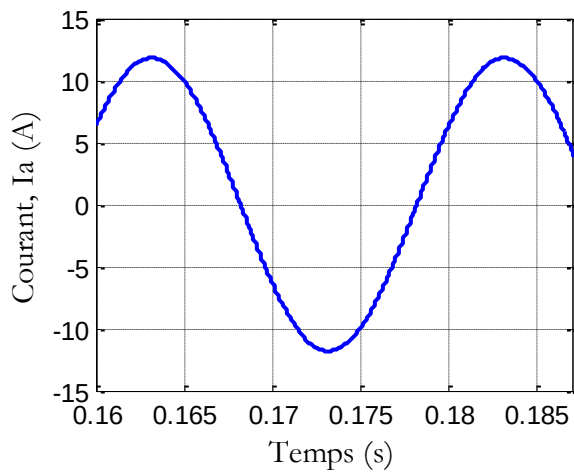
Lorsque la commande pleine onde est remplacée par une commande MLI (Figure 21), le courant devient très bruité. Cela est dû à la machine secondaire. Les harmoniques de courant qui s'y projettent à la fréquence de découplage ne sont pas correctement filtrés. L'inductance cyclique de la machine secondaire par rapport à la machine principale est très faible et est égale à l'inductance de fuite de la machine (II - 48). En augmentant la fréquence de découpage, ces pics de courant peuvent être réduits mais la fréquence de découpage ne peut être augmentée indéfiniment. Une autre solution pour réduire considérablement ces pics de courant est d'augmenter fictivement la valeur de l'inductance cyclique de la machine secondaire (Figure 22). Cette augmentation peut se faire en changeant la fonction de couplage des phases de la machine. On peut aussi envisager l'injection de l'harmonique de rang 3 au niveau de la FEM [Rob05] [Kes02]. Dans ce cas précis, la machine secondaire sera exploitée et participera à la conversion électromécanique d'énergie. Un autre avantage de cette solution est, à couple donné, la réduction des pertes par effet Joules lorsque les deux machines fictives sont exploitées [Rob04]. Le transfert de puissance devient plus optimal.



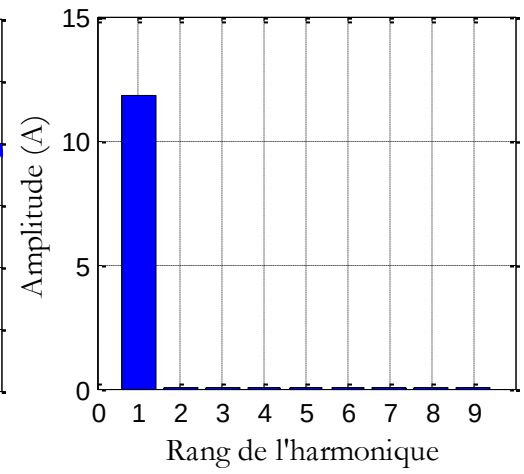
19(a) Tension,  $V_a$



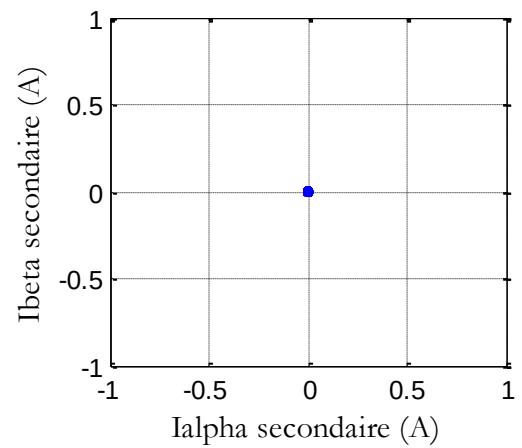
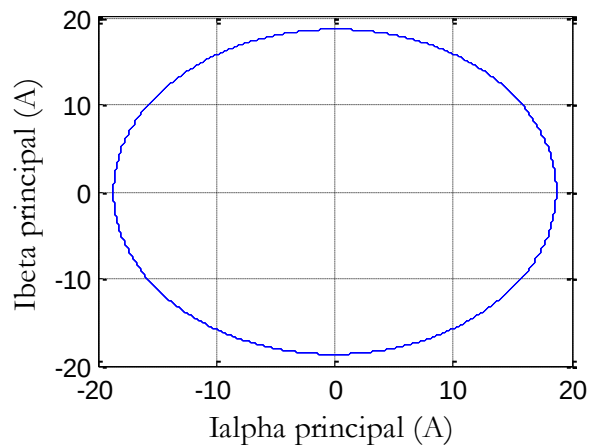
19(b) Couple électromagnétique



19(c) Courant dans la phase  $a$ ,  $I_a$

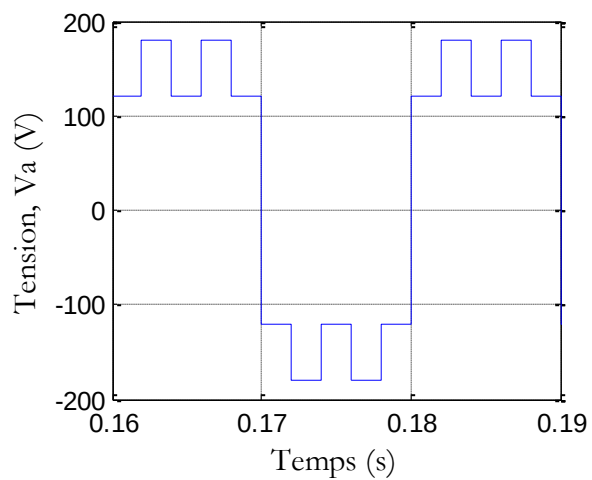


19(d) Spectre,  $I_a$

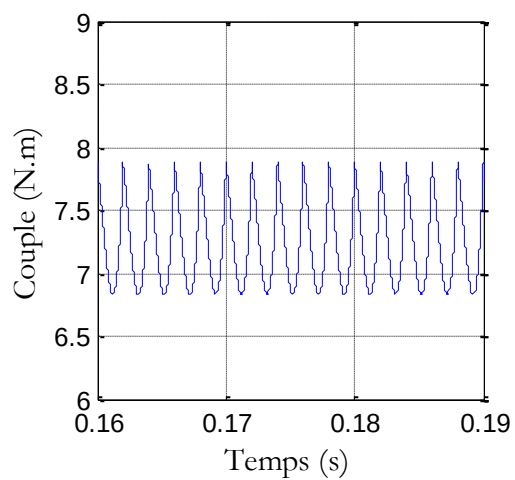


19(e) Lieu du vecteur courant dans le plan principal et secondaire

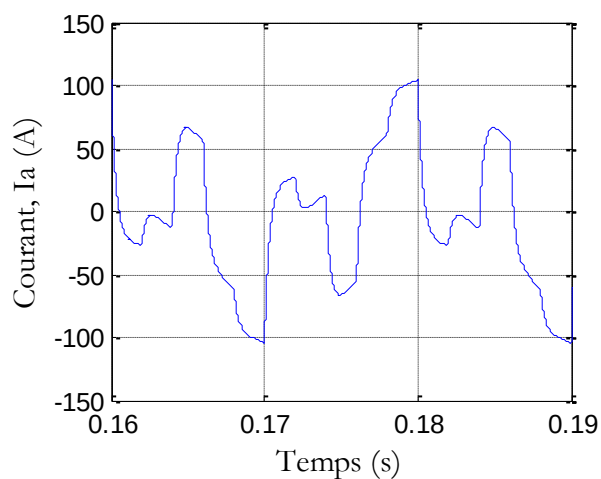
Figure 19 : Tension de commande sinusoïdale



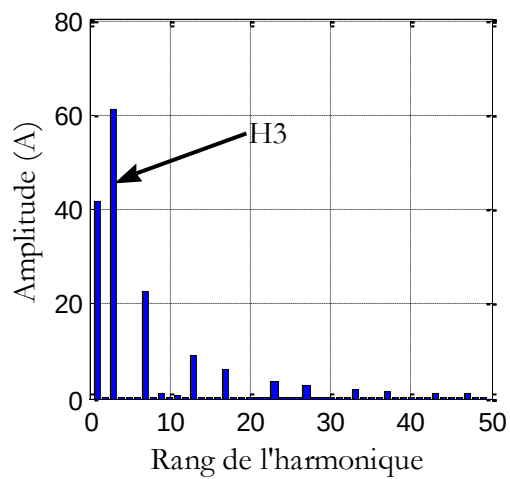
20(a) Tension,  $V_a$



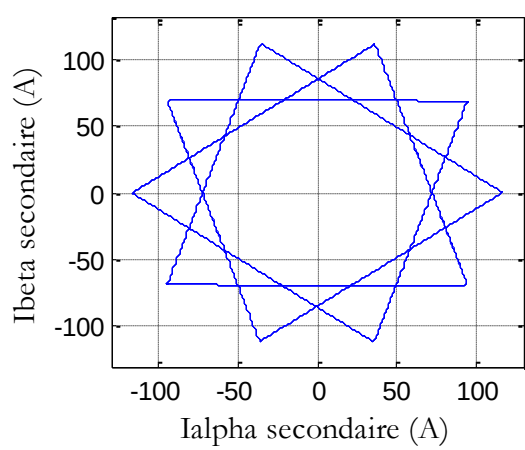
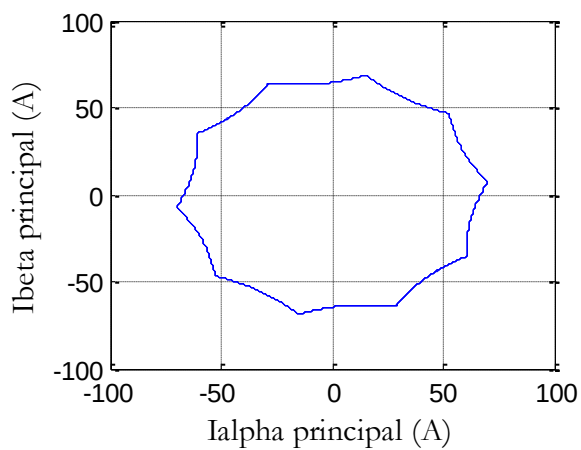
20(b) Couple électromagnétique



20(c) Courant dans la phase  $a$ ,  $I_a$

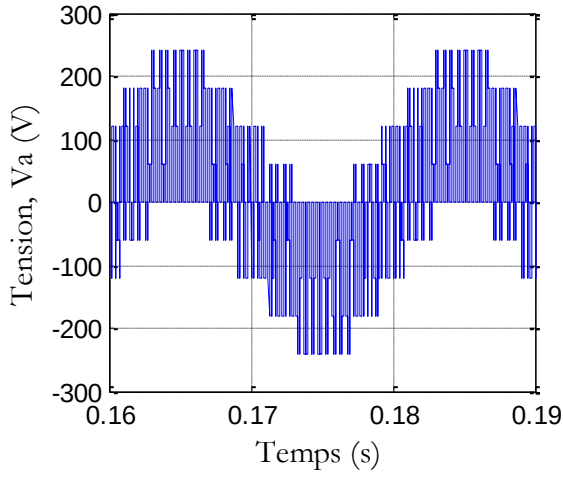


20(d) Spectre,  $I_a$

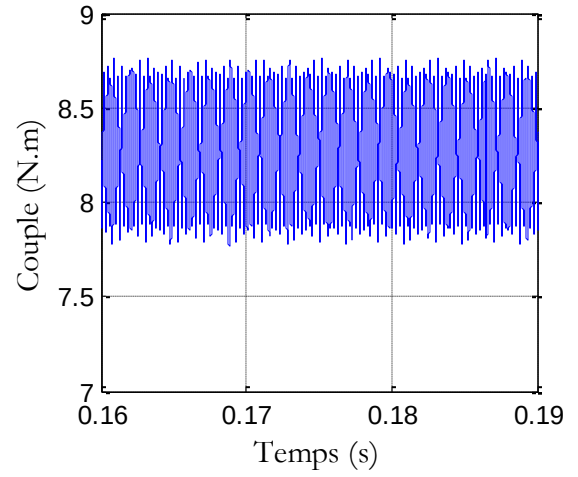


20(e) Lieu du vecteur courant dans le plan principal et secondaire

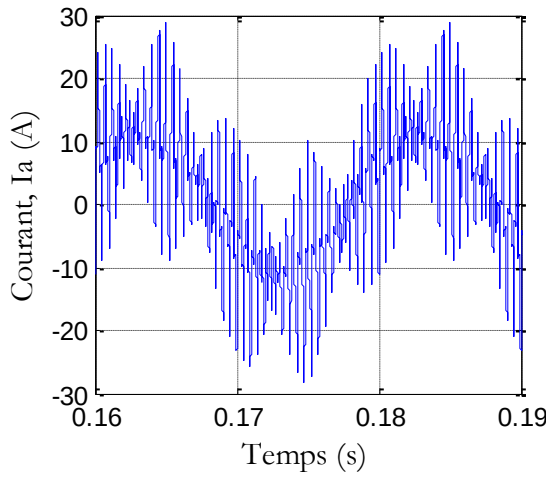
Figure 20 : Commande pleine onde



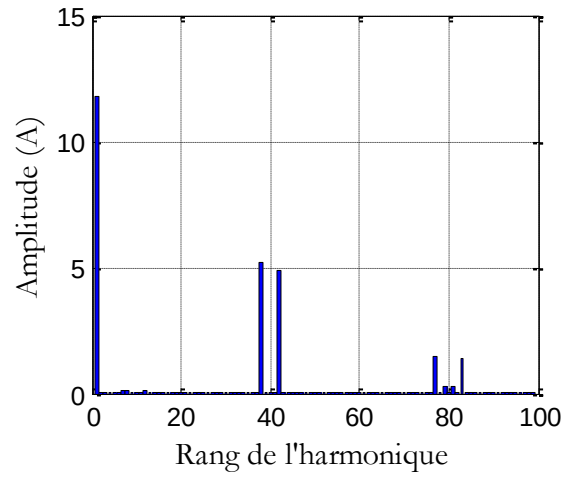
21(a) Tension,  $V_a$



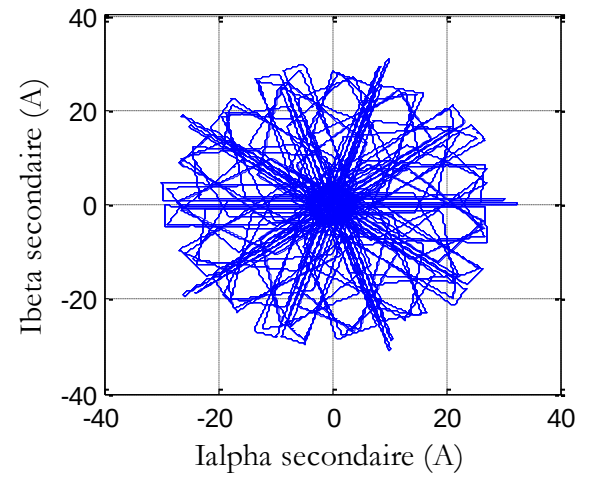
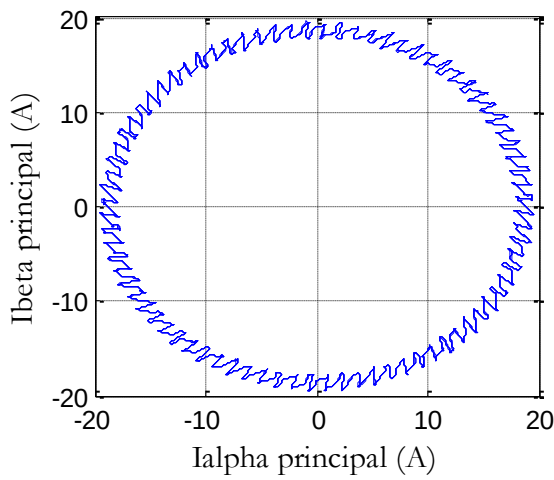
21(b) Couple électromagnétique



21(c) Courant dans la phase  $a$ ,  $I_a$



21(d) Spectre,  $I_a$



21(e) Lieu du vecteur courant dans le plan principal et secondaire

Figure 21 : Commande par MLI,  $f_{dec} = 2 \text{ kHz}$

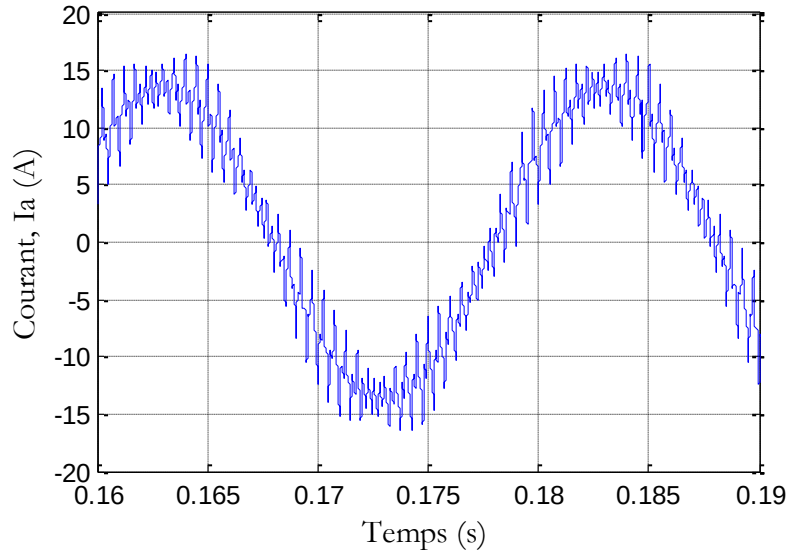
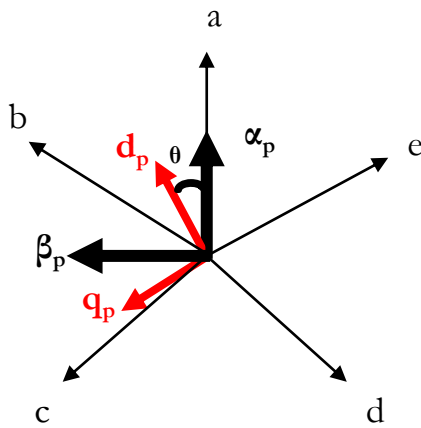


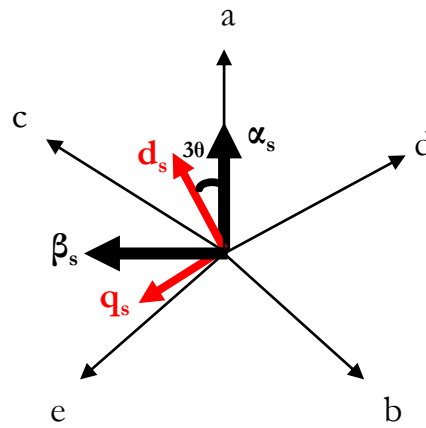
Figure 22 : Courant  $I_a$ , augmentation fictive de l'inductance cyclique

### II.2.7 Modèle de la machine pentaphasée dans les repères de Park

Comme nous le montre la Figure 23, dans le plan principal la transformation de Park est indexée sur le fondamental ( $P(\theta)$ ) et dans le plan secondaire la transformation de Park est indexée sur l'harmonique de Rang 3 ( $P(3\theta)$ ). L'équation électrique de la machine homopolaire ne change pas et reste la même que celui dans le repère de Concordia.



23(a) plan principal



23(b) plan secondaire

Figure 23 : Axes de projection dans chaque plan de Park considéré

### II.2.7.1 Equations aux tensions

En appliquant la transformée de Park correspondante à chaque machine fictive, le modèle électrique de chaque machine fictive peut se mettre sous la forme :

- machine principale :

$$\begin{aligned} E_{dp} &= rI_{dp} + L_p \frac{dI_{dp}}{dt} - \omega L_p I_{qp} + V_{dp} \\ E_{qp} &= rI_{qp} + L_p \frac{dI_{qp}}{dt} + \omega L_p I_{dp} + V_{qp} \end{aligned} \quad (\text{II} - 49)$$

- machine secondaire :

$$\begin{aligned} E_{ds} &= rI_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - 3\omega L_s I_{qs} + V_{ds} \\ E_{qs} &= rI_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + 3\omega L_s I_{ds} + V_{qs} \end{aligned} \quad (\text{II} - 50)$$

Avec  $\omega$  la vitesse angulaire électrique de la machine.

### II.2.7.2 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique global est la somme des couples produits par les machines fictives et peut se mettre sous la forme :

$$\Gamma = \Gamma_p + \Gamma_s + \Gamma_0 \quad (\text{II} - 51)$$

$$\text{Avec } \Gamma_p = \frac{1}{\Omega} (E_{dp} I_{dp} + E_{qp} I_{qp}) \text{ et } \Gamma_s = \frac{1}{\Omega} (E_{ds} I_{ds} + E_{qs} I_{qs})$$

## II.3 Stratégie de commande de la génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale en mode normal

### II.3.1 Positionnement du problème

Pour optimiser le fonctionnement de l'association génératrice pentaphasée-convertisseur MLI, il nous faut élaborer des stratégies de commande spécifiques. L'objectif est de maximiser le transfert d'énergie (plus généralement la puissance) de la génératrice jusqu'à la charge. Le fonctionnement de la charge peut être en mode P-Q (connexion à un réseau actif puissant via un onduleur) ou en mode V-f (connexion à un réseau îloté ou à une charge isolée). Dans tous les cas le transfert de puissance entre la génératrice et la charge est maximal lorsque les pertes sont minimales. En négligeant les pertes induites par le convertisseur, l'approche qui est la plus répandue est la minimisation des pertes par effet Joule.



A vitesse constante, contrôler la puissance revient à contrôler le couple électromagnétique de la génératrice. Dans beaucoup d'applications (par exemple éoliennes et hydroliennes) les stratégies de commande proposées requièrent la maîtrise totale du couple électromagnétique de la génératrice. Le mode d'alimentation et la structure de commande associée aux machines synchrones à aimants permanents et à FEM non sinusoïdale influent fortement sur la qualité du couple désiré. Dans l'optique d'optimiser le fonctionnement de l'association génératrice pentaphasée-convertisseur MLI tout en ayant une grande qualité de couple, les stratégies de commande élaborées doivent tenir compte des contraintes suivantes :

- couple maximal,
- pertes Joule minimales,
- ondulations de couple fortement réduites.

L'exigence de tenir compte de ces contraintes impose la génération de références de courants optimales dans chacune des bases où la commande est faite. Deux cas sont considérés :

- neutre de la machine isolé où la somme des courants est égale à zéro,
- neutre de la machine relié au point milieu du bus continu et exploitation de la FEM homopolaire où la somme des courants est non nulle.

## **II.3.2 Optimisation du fonctionnement de l'ensemble génératrice pentaphasée-convertisseur MLI en mode normal**

### **II.3.2.1 Génération des références de courant dans la base canonique**

Dans la base canonique, l'expression vectorielle de la puissance électromagnétique de la génératrice peut se mettre sous la forme :

$$P = [E]^t [I] = \Gamma \Omega \quad (\text{II} - 52)$$

Le transfert de puissance entre la génératrice et la charge est optimal lorsque les pertes sont minimales. Dans ce cas il faut établir une stratégie de commande qui maximise le couple tout en minimisant les pertes par effet Joule. Cela revient à imposer des références de courant de telle sorte que les vecteurs courant  $[I]$  et FEM  $[E]$  soient colinéaires. Pour obtenir un couple constant, les références de courant dans la base canonique sont déduites des formes d'ondes de la FEM. Ceci nous amène à établir une démarche méthodologique pour optimiser les formes d'ondes des courants.

L'expression de la puissance est donnée par l'équation (II - 52). Pour que les vecteurs courant [I] et FEM [E] soient colinéaires il faut que :

$$\frac{E_a}{I_{aref}} = \frac{E_b}{I_{bref}} = \dots = \frac{E_e}{I_{eref}} \quad (\text{II} - 53)$$

En combinant les équations (II - 13) et (II - 53) les références de courant peuvent être déduites et se mettre sous la forme suivante :

$$I_{zref} = \frac{E_z}{\sum_{z=a}^e E_z^2} \Gamma_{ref} \Omega = K_z(\theta) \Gamma_{ref} \quad (\text{II} - 54)$$

Avec  $z = a, b, c, d, e$ .

Lorsque le neutre de la machine est isolé et que la FEM homopolaire est non nulle, l'expression des références de courant deviennent :

$$I_{zref} = \frac{E'_z}{\sum_{z=a}^e E_z'^2} \Gamma_{ref} \Omega = K'_z(\theta) \Gamma_{ref} \quad (\text{II} - 55)$$

Avec  $E'_z = E_z - \frac{1}{n} \sum_{z=a}^e E_z$  et  $n$  le nombre de phases de la machine. Dans notre cas  $n = 5$ .

La relation (II - 55) est valable aussi lorsque le neutre de la machine est relié au point milieu du bus continu et que la FEM homopolaire n'est pas exploitée.

### II.3.2.2 Génération des références de courant dans les repères de Concordia

Les vecteurs courant et FEM sont colinéaires lorsque :

$$\frac{E_{\alpha p}}{I_{\alpha pref}} = \frac{E_{\beta p}}{I_{\beta pref}} = \frac{E_{\alpha s}}{I_{\alpha sref}} = \frac{E_{\beta s}}{I_{\beta sref}} = \frac{E_0}{I_{0ref}} \quad (\text{II} - 56)$$

Les expressions des références de courant peuvent se mettre sous la forme :

$$I_{\alpha pref} = \frac{E_{\alpha p}}{E_{\alpha p}^2 + E_{\beta p}^2 + E_{\alpha s}^2 + E_{\beta s}^2 + E_0^2} \Gamma_{ref} \Omega = K_{\alpha p}(\theta) \Gamma_{ref} \quad (\text{II} - 57)$$

$$I_{\beta pref} = \frac{E_{\beta p}}{E_{\alpha p}^2 + E_{\beta p}^2 + E_{\alpha s}^2 + E_{\beta s}^2 + E_0^2} \Gamma_{ref} \Omega = K_{\beta p}(\theta) \Gamma_{ref} \quad (\text{II} - 58)$$

$$I_{\alpha sref} = \frac{E_{\alpha s}}{E_{\alpha p}^2 + E_{\beta p}^2 + E_{\alpha s}^2 + E_{\beta s}^2 + E_0^2} \Gamma_{ref} \Omega = K_{\alpha s}(\theta) \Gamma_{ref} \quad (\text{II} - 59)$$

$$I_{\beta sref} = \frac{E_{\beta s}}{E_{\alpha p}^2 + E_{\beta p}^2 + E_{\alpha s}^2 + E_{\beta s}^2 + E_0^2} \Gamma_{ref} \Omega = K_{\beta s}(\theta) \Gamma_{ref} \quad (\text{II} - 60)$$

$$I_{01ref} = \frac{E_0}{E_{\alpha p}^2 + E_{\beta p}^2 + E_{\alpha s}^2 + E_{\beta s}^2 + E_0^2} \Gamma_{ref} \Omega = K_{01}(\theta) \Gamma_{ref} \quad (\text{II} - 61)$$

Dans le cas où le neutre de la machine est isolé, l'expression des références de courant deviennent :

$$I_{\alpha pref} = \frac{E_{\alpha p}}{E_{\alpha p}^2 + E_{\beta p}^2 + E_{\alpha s}^2 + E_{\beta s}^2} \Gamma_{ref} \Omega = K'_{\alpha p}(\theta) \Gamma_{ref} \quad (\text{II} - 62)$$

$$I_{\beta\text{pref}} = \frac{E_{\beta p}}{E_{\alpha p}^2 + E_{\beta p}^2 + E_{\alpha s}^2 + E_{\beta s}^2} \Gamma_{\text{ref}} \Omega = K'_{\beta p}(\theta) \Gamma_{\text{ref}} \quad (\text{II} - 63)$$

$$I_{\alpha s\text{ref}} = \frac{E_{\alpha s}}{E_{\alpha p}^2 + E_{\beta p}^2 + E_{\alpha s}^2 + E_{\beta s}^2} \Gamma_{\text{ref}} \Omega = K'_{\alpha s}(\theta) \Gamma_{\text{ref}} \quad (\text{II} - 64)$$

$$I_{\beta s\text{ref}} = \frac{E_{\beta s}}{E_{\alpha p}^2 + E_{\beta p}^2 + E_{\alpha s}^2 + E_{\beta s}^2} \Gamma_{\text{ref}} \Omega = K'_{\beta s}(\theta) \Gamma_{\text{ref}} \quad (\text{II} - 65)$$

### II.3.2.3 Génération des références de courant dans les repères de Park

En adoptant la même démarche que celle dans le référentiel de Concordia, les références de courant dans le référentiel de Park s'écrivent :

$$I_{dp\text{ref}} = \frac{E_{dp}}{E_{dp}^2 + E_{qp}^2 + E_{ds}^2 + E_{qs}^2 + E_0^2} \Gamma_{\text{ref}} \Omega = K_{dp}(\theta) \Gamma_{\text{ref}} \quad (\text{II} - 66)$$

$$I_{qp\text{ref}} = \frac{E_{qp}}{E_{dp}^2 + E_{qp}^2 + E_{ds}^2 + E_{qs}^2 + E_0^2} \Gamma_{\text{ref}} \Omega = K_{qp}(\theta) \Gamma_{\text{ref}} \quad (\text{II} - 67)$$

$$I_{ds\text{ref}} = \frac{E_{ds}}{E_{dp}^2 + E_{qp}^2 + E_{ds}^2 + E_{qs}^2 + E_0^2} \Gamma_{\text{ref}} \Omega = K_{ds}(\theta) \Gamma_{\text{ref}} \quad (\text{II} - 68)$$

$$I_{qs\text{ref}} = \frac{E_{qs}}{E_{dp}^2 + E_{qp}^2 + E_{ds}^2 + E_{qs}^2 + E_0^2} \Gamma_{\text{ref}} \Omega = K_{qs}(\theta) \Gamma_{\text{ref}} \quad (\text{II} - 69)$$

$$I_{02\text{ref}} = \frac{E_0}{E_{dp}^2 + E_{qp}^2 + E_{ds}^2 + E_{qs}^2 + E_0^2} \Gamma_{\text{ref}} \Omega = K'_{02}(\theta) \Gamma_{\text{ref}} \quad (\text{II} - 70)$$

Dans le cas où le neutre de la machine est isolé, la FEM homopolaire n'est pas exploitée, l'expression des références de courant deviennent :

$$I_{dp\text{ref}} = \frac{E_{dp}}{E_{dp}^2 + E_{qp}^2 + E_{ds}^2 + E_{qs}^2} \Gamma_{\text{ref}} \Omega = K'_{dp}(\theta) \Gamma_{\text{ref}} \quad (\text{II} - 71)$$

$$I_{qp\text{ref}} = \frac{E_{qp}}{E_{dp}^2 + E_{qp}^2 + E_{ds}^2 + E_{qs}^2} \Gamma_{\text{ref}} \Omega = K'_{qp}(\theta) \Gamma_{\text{ref}} \quad (\text{II} - 72)$$

$$I_{ds\text{ref}} = \frac{E_{ds}}{E_{dp}^2 + E_{qp}^2 + E_{ds}^2 + E_{qs}^2} \Gamma_{\text{ref}} \Omega = K'_{ds}(\theta) \Gamma_{\text{ref}} \quad (\text{II} - 73)$$

$$I_{qs\text{ref}} = \frac{E_{qs}}{E_{dp}^2 + E_{qp}^2 + E_{ds}^2 + E_{qs}^2} \Gamma_{\text{ref}} \Omega = K'_{qs}(\theta) \Gamma_{\text{ref}} \quad (\text{II} - 74)$$

## II.4 Prototype expérimental

Un prototype expérimental a été développé au sein du laboratoire. Le relevé expérimental de la FEM de la phase *a* à la vitesse de 1000 tr/min est montré sur la Figure 24. La Figure 25 présente le profil normalisé de la FEM. Le Tableau 4 donne l'analyse spectrale de la FEM.

| Harmonique  | 1    | 3   | 5   | 7  | 9    |
|-------------|------|-----|-----|----|------|
| Amplitude % | 100% | 30% | 14% | 3% | 0.7% |

Tableau 4 : Analyse spectrale de la FEM

Comme il a été mentionné auparavant, le fondamental et l'harmonique de rang 9 se projettent dans le plan principal, les harmoniques de rang 3 et 7, quant à eux, se projettent dans le plan secondaire et l'harmonique de rang 5 se projette dans le plan homopolaire. Dans le plan principal le fondamental est dominant et dans le plan secondaire l'harmonique de rang 3 est dominant. Le rapport entre l'harmonique de rang 7 et l'harmonique de rang 3 est de 10%. L'amplitude de l'harmonique de rang 9 est très faible et peut être négligée.

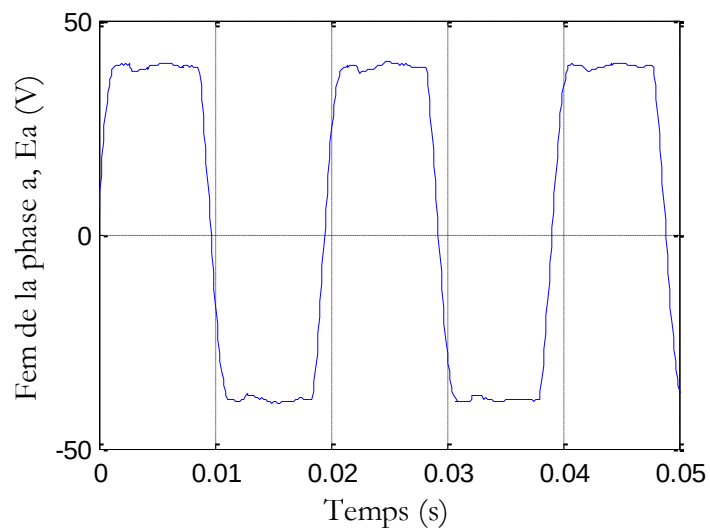


Figure 24 : Relevé expérimental de la FEM à 1000 tr/min

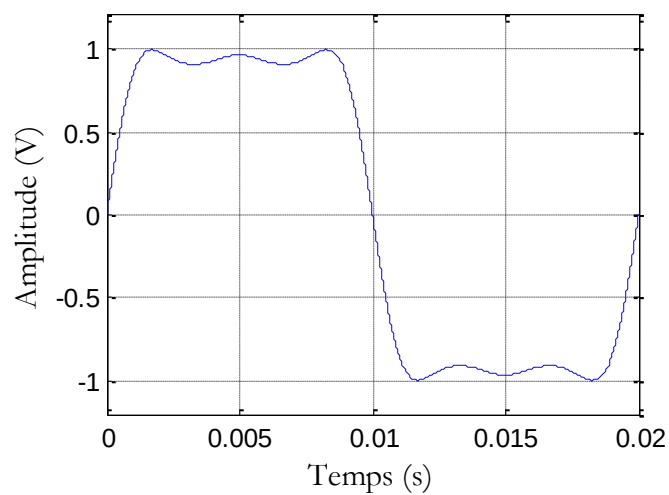


Figure 25 : Profil normalisé de la FEM

## II.5 Impact de l'harmonique de rang 7 de la FEM

Pour une meilleure compréhension, l'étude est faite dans le référentiel de Park. Le neutre de la machine est isolé. En négligeant l'harmonique de rang 9 qui est très faible par rapport au fondamental, la Figure 26 présente le lieu du vecteur FEM dans le référentiel de Park.

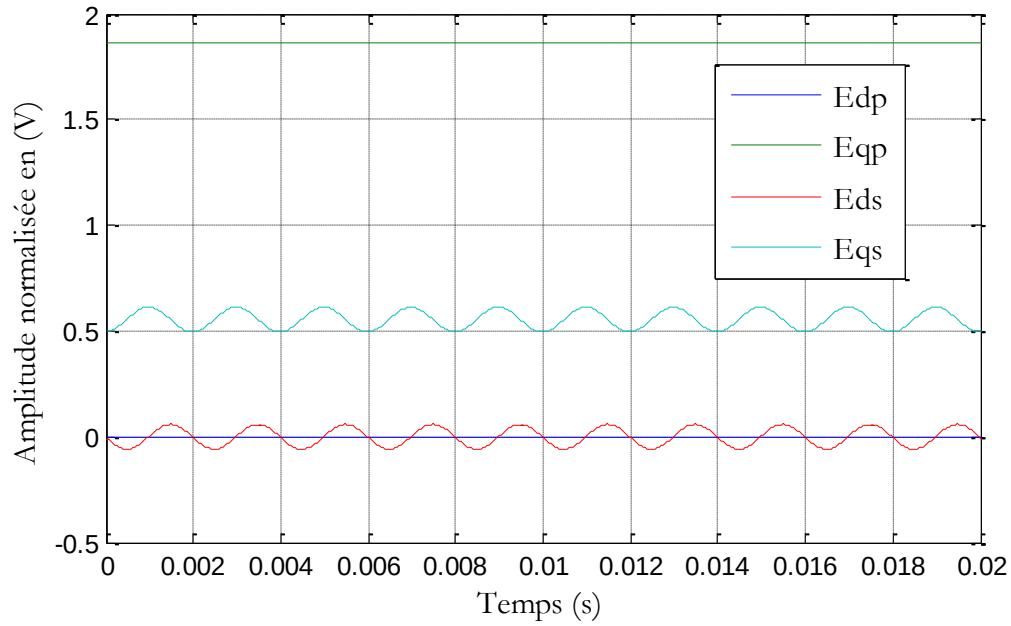


Figure 26 : Lieu du vecteur FEM dans le référentiel de Park

Dans le référentiel de Park principal, les FEMs suivant les axes d et q sont constantes tandis que dans le référentiel de Park secondaire les FEMs fluctuent à cause de l'harmonique de rang 7. L'harmonique de rang 7 constitue une perturbation considérable car il représente 10% de l'harmonique de rang 3 (Tableau 4) qui est dominant dans le plan secondaire. La fluctuation observée est à  $10 \cdot \omega$  (Figure 26).

En se limitant aux premiers harmoniques de la FEM (l'harmonique de rang 7 de la FEM non exploité,  $E_{dp}=0$  et  $E_{ds}=0$ ), les références de courant dans le référentiel de Park sont données par :

$$I_{dpref} = 0 \quad (II - 75)$$

$$I_{qpref} = \frac{E_{qp}}{E_{qp}^2 + E_{qs}^2} \Gamma_{ref} \Omega \quad (II - 76)$$

$$I_{dsref} = 0 \quad (II - 77)$$

$$I_{qsref} = \frac{E_{qs}}{E_{qp}^2 + E_{qs}^2} \Gamma_{ref} \Omega \quad (II - 78)$$

$$\text{Posons : } x = \frac{E_{qs}}{E_{qp}}$$

En explicitant  $x$ , les relations (II - 76) et (II - 78) deviennent :

$$I_{qpref} = \frac{1}{E_{qp}(1+x^2)} \Gamma_{ref} \Omega \quad (II - 79)$$

$$I_{qsref} = x I_{qpref} \quad (II - 80)$$

On retrouve les expressions des références de courant proposées dans [Rob05] [Kes03].

Comme montré dans [Rob05][Kes03], en imposant ces références de courant qui sont constantes, le couple électromagnétique est ondulatoire et contrairement à la machine principale, les courants de la machine secondaire sont très perturbés à cause de l'harmonique de rang 7 de la FEM qui introduit une perturbation dont la pulsation est  $10\omega$ .

La stratégie de commande à couple constant impose donc l'exploitation de l'harmonique de rang 7 de la FEM. Dans ce cas, les composantes de la FEM dans le référentiel de Park secondaire sont non constantes (Figure 26). Par conséquent les références de courant données par les relations (II - 72), (II - 73) et (II - 74) sont non constantes. La référence de courant, suivant l'axe d du référentiel de Park principal, est nulle car la composante de la FEM suivant cet axe est nulle (Figure 26).

## II.6 Nécessité d'un régulateur robuste et à très haute dynamique

Comme il a été souligné auparavant, lorsque le neutre est isolé, la réduction des ondulations de couple impose l'exploitation de l'harmonique de rang 7 de la FEM. Dans ce cas les références de courant dans le référentiel de Park sont donc non constantes. Dans les référentiels abcde et de Concordia, que l'harmonique de rang 7 de la FEM soit exploité ou non, les références de courants sont toujours non constantes. Afin de valider la stratégie de commande adoptée, le choix d'un régulateur robuste et à très haute dynamique s'impose. Le régulateur choisi doit assurer un bon suivi de ces références de courant non constantes sans atténuer leur amplitude ni introduire de déphasage.

Lorsque le neutre de la machine est relié au point milieu du bus continu et que la FEM homopolaire est exploitée, quel que soit le référentiel où la commande est faite, les références de courant sont non constantes. Le choix d'un régulateur robuste et à très haute dynamique s'impose aussi.

Comme il sera montré dans le Chapitre V, lors de l'ouverture d'une phase de la machine, quelle que soit la configuration du neutre de la machine (neutre isolé ou non), la machine étant à FEM non sinusoïdale, les stratégies de commande adoptées imposent des

références de courant non constantes dans tous les référentiels où la commande est faite (abcde, Concordia et Park).

En définitive, il s'avère qu'en mode normal et en mode dégradé, l'optimisation de du fonctionnement de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur AC/DC » impose la génération des références de courant non constantes dans les référentiels abcde, Concordia et Park. Comme il a été mentionné ci-dessus, le choix d'un régulateur robuste et à très haute dynamique s'impose.

Beaucoup de régulateurs robustes et à très hautes dynamiques sont proposés dans la littérature. Dans le cadre de cette thèse, le choix s'est porté sur deux types de régulateurs :

- le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  de type linéaire,
- le modulateur régulateur de courant qui est un régulateur analogique et de type non-linéaire.

## II.7 Conclusion

Une approche de modélisation de la machine pentaphasée basée sur la théorie de Fortescue a été investiguée. Cette approche peut être extrapolée à une machine comportant un nombre premier de phases supérieur à 5. En mode normal, l'analyse vectorielle nous a permis d'établir le modèle électrique de la machine pentaphasée dans la base canonique, dans les repères de Concordia et dans les repères de Park. L'influence de la commande et de la fonction de couplage des phases, basée sur l'exploitation des modèles comportementaux développés, a permis de conclure sur la nécessité d'avoir une machine à répartition non sinusoïdale.

Après avoir fait l'analyse vectorielle de la génératrice pentaphasée, les stratégies de commande de la génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale ont été élaborées. En tenant compte de la connexion ou non du neutre de la machine au point milieu du bus continu et de tous les harmoniques de la FEM, les références de courant ont été déterminées dans chacun des référentiels où la commande est faite. Enfin il a été montré que pour pouvoir suivre les références de courant imposées par la stratégie de commande, il est préconisé de choisir un régulateur robuste et à très haute dynamique. Deux régulateurs ont été choisis : le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  type linéaire et le modulateur régulateur de courant qui est un régulateur analogique et de type non-linéaire.

## **CHAPITRE III : Commande par régulateur fractionnaire $PI^\alpha$ de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur AC/DC »**

---



### III.1 Introduction

Comme il a été souligné au chapitre précédent, le suivi des références de courant non constantes quel que soit le référentiel, nous oriente vers le choix de régulateurs à hautes performances dynamiques

Ce chapitre montre l'apport du régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  pour la commande de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé ». Deux topologies de convertisseur sont investiguées : le redresseur MLI pentaphasé et le redresseur VIENNA pentaphasé. L'étude se limite et se focalise sur les boucles internes de courant.

Le deuxième paragraphe est consacré à la méthodologie de synthèse pour déterminer ses différents paramètres de réglage du régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$ . Dans le troisième paragraphe, une application à un convertisseur monophasé en pont est réalisée. Le quatrième paragraphe et le cinquième paragraphe présentent respectivement la commande par régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  de l'ensemble « génératrice pentaphasée – redresseur MLI pentaphasé » et la commande par régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  de l'ensemble « génératrice pentaphasée – redresseur VIENNA pentaphasé ». Les modèles électriques de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur AC/DC » en vue de la simulation et en vue de la commande, dans chaque référentiel où la commande est faite, sont développés. Les résultats obtenus par les simulations sont présentés aussi.

Dans le cinquième paragraphe, après un exposé du principe de fonctionnement du redresseur VIENNA monophasé, le contrôle du courant par régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  est réalisé. L'analyse des performances en régime dynamique et statique du régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  est faite sur ce redresseur VIENNA monophasé dont le modèle est fortement non-linéaire. En dernier lieu, une évaluation critique et objective est faite sur le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$ .

### III.2 Régulateur fractionnaire $PI^\alpha$

L'idée d'utiliser des régulateurs d'ordre fractionnaire pour la commande des systèmes revient à Oustaloup [Ous91] qui a développé le "fameux" régulateur CRONE "Commande Robuste d'Ordre Non Entier". Plus tard Podlubny [Pod99] propose le régulateur  $PI^\alpha D^\beta$  d'ordre fractionnaire et montre que les performances sont considérablement améliorées par rapport à celles obtenues par un régulateur PID d'ordre entier.

Le régulateur  $PI^\alpha D^\beta$ , une extension du régulateur PID, est par définition un filtre linéaire de dimension infinie à cause de l'ordre fractionnaire de l'intégration et de la dérivation [Che09]. Il est plus souple et permet une réponse plus précise avec une meilleure dynamique. En pratique, l'implémentation d'une telle commande nécessite de définir une bande de fréquence de fonctionnement.

La fonction de transfert du  $PI^\alpha D^\beta$  d'ordre fractionnaire est donnée sous la forme suivante [Pod99] :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_P + \frac{K_I}{s^\alpha} + K_D s^\beta \quad (\text{III} - 1)$$

Le  $PI^\alpha D^\beta$  fractionnaire généralise le PID conventionnel et l'étend du point au plan. Cette extension donne plus de flexibilité dans la conception des commandes PID comme nous le montre la figure ci-dessous :

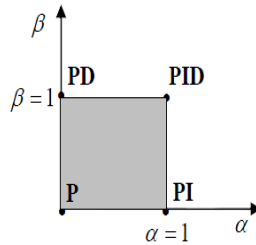


Figure 27 : Régulateur  $PI^\alpha D^\beta$  d'ordre fractionnaire [Djo08]

Dans la suite nous nous limitons au régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$ .

### III.2.1 Calcul des paramètres du régulateur fractionnaire $PI^\alpha$

Le réglage du régulateur  $PI^\alpha$  nécessite la détermination de trois paramètres  $k_p$ ,  $k_i$  et  $\alpha$ . Le réglage est effectué à partir d'un état paramétrique donné du procédé à commander.

Ces dernières années, des méthodes ont été proposées par des chercheurs pour la détermination de ces paramètres [Pod99][Gon10][Cao05][Yer09][Ou10][Djo08]. Du point de vue des performances, toutes les méthodes se valent mais suivant le processus à commander il est important de définir les objectifs à atteindre.

Pour déterminer les paramètres du régulateur  $PI^\alpha$ , nous avons retenu deux méthodes :

- la première est analytique et se base sur la fonction de transfert idéale de Bode [Bod45][Lad07][Djo08],

- la deuxième méthode consiste à optimiser les trois paramètres en utilisant un algorithme d'optimisation [Cao06]. L'algorithme d'optimisation proposé est basé sur les essais de particules. Cette dernière a déjà fait ses preuves dans la régulation des systèmes électriques.

### III.2.1.1 Méthode analytique

La méthode proposée dans [Die12a][Die12b] est destinée au système du premier ordre donné par :

$$H(s) = \frac{K_H}{1+\tau_{bo}s} \quad (\text{III} - 2)$$

Les paramètres du régulateur sont déterminés en utilisant la fonction de transfert idéale de Bode dont la fonction de transfert en boucle ouverte est définie par un intégrateur d'ordre fractionnaire de la forme [Bod45][Djo08] :

$$T(s) = \frac{A_k}{s^\beta} \quad (\text{III} - 3)$$

Avec  $1 < \beta < 2$ .

La marge de phase  $\varphi_m$  est constante pour toutes les valeurs du gain  $A_k$  :

$$\varphi_m = \pi \left(1 - \frac{\beta}{2}\right) \quad (\text{III} - 4)$$

Les paramètres  $k_p$  et  $k_i$  sont d'abord déterminés en prenant  $\alpha = 1$  et en utilisant une des méthodes classique de synthèse (compensation de pôles, placement de pôles, etc...). Par la suite, en maintenant les valeurs de  $k_p$  et  $k_i$  et en fonction des performances désirées,  $\alpha$  est calculé de telle sorte que le comportement asymptotique du système global en boucle ouverte soit équivalent à celui de la fonction de transfert idéale de Bode.

Dans une certaine bande de pulsations on peut imposer :

$$G(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s^\alpha}\right) \left(\frac{K_H}{1+\tau_{bo}s}\right) \approx \frac{A_k}{s^\beta} \quad (\text{III} - 5)$$

Dans une bande de pulsations d'approximation donnée, l'ordre du comportement asymptotique du correcteur proportionnel intégral d'ordre fractionnaire dépend de  $\alpha$  et peut s'écrire sous la forme :

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s^\alpha} \approx \frac{k_i}{s^\alpha} \quad (\text{III} - 6)$$

Si dans cette bande de pulsations, l'ordre du comportement asymptotique du système à asservir (charge) est égal à 0, on obtient :

$$G(s) = \frac{k_i K_H}{s^\alpha} \approx \frac{A_k}{s^\beta} \quad (\text{III} - 7)$$

Par identification  $\alpha = \beta$  et  $A_k = k_i K_H$ . Puisque  $1 < \beta < 2$  donc  $1 < \alpha < 2$ .

Dans le cas contraire où l'ordre du comportement asymptotique du système à asservir est égal à 1, la fonction de transfert devient :

$$G(s) = \frac{k_i K_H}{s^\alpha \tau_{bo} s} \approx \frac{A_k}{s^\beta} \quad (\text{III} - 8)$$

Par identification  $\alpha = \beta - 1$  et  $A_k = \frac{k_i K_H}{\tau_{bo}}$ . Puisque  $1 < \beta < 2$  donc  $0 < \alpha < 1$ .

En fonction des performances désirées,  $\beta$  est calculé en imposant une marge de phase désirée  $\varphi_m$  :

$$\beta = 2 \left( 1 - \frac{\varphi_m}{\pi} \right) \quad (\text{III} - 9)$$

Le correcteur proportionnel intégral d'ordre fractionnaire peut s'écrire sous la forme :

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s^\alpha} = k_p \left( 1 + \frac{1}{(s/\omega_N)^\alpha} \right) \quad (\text{III} - 10)$$

$$\text{Avec } \omega_N = \left( \frac{k_i}{k_p} \right)^{1/\alpha}$$

Pour  $0 < \alpha < 2$  et pour des pulsations  $\omega < \omega_N$  du système, dans la bande de pulsations d'approximation, l'effet intégral est prépondérant d'où cette autre écriture correcteur :

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s^\alpha} \approx \frac{k_i}{s^\alpha} \quad (\text{III} - 11)$$

Dans le cas contraire, l'effet proportionnel est prépondérant. Plus  $k_p$  est grand, plus l'erreur sera minimale et le temps de réponse meilleur.

Quel que soit le comportement du système si la condition  $\omega < \omega_N$  n'est pas vérifiée on peut dire que l'effet proportionnel est dominant donc le comportement asymptotique du système global n'est plus équivalent à celui de la fonction de transfert de Bode. Néanmoins la valeur de  $\alpha$  sera conservée, mais il faudra augmenter le gain proportionnel pour annuler l'erreur et avoir un meilleur temps de réponse. Pour cela la condition imposée sur  $k_p$  est [Gon10] :

$$k_p \geq \left( (100/\varepsilon) - a_0 \right) \quad (\text{III} - 12)$$

Avec  $\varepsilon$  l'erreur statique souhaitée et  $a_0$  le coefficient du monôme du plus petit degré du dénominateur du système à asservir.

### III.2.1.2 Optimisation

A partir d'une fonction objective, il est possible de déterminer l'optimal d'une fonction linéaire ou non linéaire grâce à un algorithme stochastique itératif [Ame10]. L'essaimage particulaire est une technique basée sur la coopération entre agents « les particules ». L'échange d'information entre ces particules permet de résoudre des problèmes complexes.

Pour conditionner la performance de l'optimisation il faut nécessairement définir la fonction objective et les contraintes liées à celle-ci. Connaissant la fonction de transfert du régulateur fractionnaire, l'opérateur  $s^\alpha$  peut-être approximée [Yer09] par :

$$s^\alpha = \omega^\alpha \left( \cos \frac{\pi}{2} \alpha + j \sin \frac{\pi}{2} \alpha \right) \quad (\text{III} - 13)$$

En faisant le produit des fonctions de transfert  $H(s)$  et  $C(s)$  données respectivement par les équations (III - 2) et (III - 10), la réponse fréquentielle globale du système en boucle fermée est déduite :

$$G_F(j\omega) = \frac{G_{FN}(j\omega)}{G_{FD}(j\omega)} \quad (\text{III} - 14)$$

$$G_{FN}(j\omega) = k_i K_H + \omega^\alpha k_p K_H \cos \frac{\pi}{2} \alpha + j \omega^\alpha k_p K_H \sin \frac{\pi}{2} \alpha \quad (\text{III} - 15)$$

$$G_{FD}(j\omega) = \omega^\alpha \cos \frac{\pi}{2} \alpha - \tau_{bo} \omega^{\alpha+1} \sin \frac{\pi}{2} \alpha + k_i K_H + \omega^\alpha k_p K_H \cos \frac{\pi}{2} \alpha + j \left( \omega^\alpha \sin \frac{\pi}{2} \alpha + \tau_{bo} \omega^{\alpha+1} \cos \frac{\pi}{2} \alpha + \omega^\alpha k_p K_H \sin \frac{\pi}{2} \alpha \right) \quad (\text{III} - 16)$$

La méthode d'optimisation consiste à trouver les trois paramètres  $k_p, k_i, \alpha$  tels que le module de  $G_F(j\omega)$  soit unitaire ( $G_{F\text{désiré}} = 1$ ) et l'argument de  $G_F(j\omega)$  soit nul ( $\varphi_{\text{désiré}} = 0$ ) tout en minimisant la Fonction Objective (FO) suivante :

$$\text{FO: } \sqrt{\frac{(G_{F\text{désiré}} - G_F)^2}{G_F} + \frac{(\varphi_{\text{désiré}} - \varphi)^2}{\varphi}} \quad (\text{III} - 17)$$

La méthodologie adoptée consiste à suivre les étapes données par l'organigramme suivant :

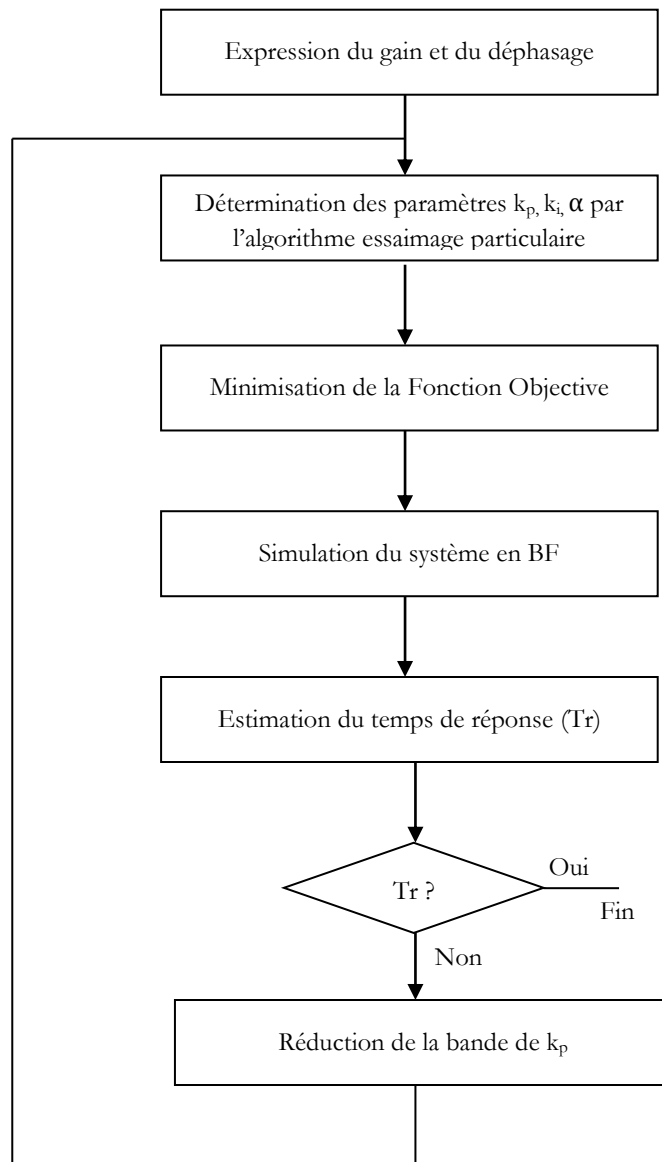


Figure 28 : Organigramme pour la détermination des paramètres du régulateur fractionnaire

Le programme d'optimisation utilisé est un programme développé au sein du laboratoire IREENA [Ame10].

Une fois les paramètres du régulateur fractionnaire déterminés, son implémentation nécessite d'approximer l'opérateur intégrateur d'ordre fractionnaire par une fonction rationnelle.

### III.2.2 Méthode d'approximation de l'opérateur intégrateur d'ordre fractionnaire : méthode de CHAREF

En général l'implémentation des systèmes d'ordre fractionnaire nécessite l'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire par une fonction rationnelle. Dans la littérature, plusieurs méthodes ont été proposées et parmi celles-ci nous pouvons citer :

- méthode de Matsuda [Lad07][Djo08],
- méthode de Carlson [Lad07][Djo08],
- méthode d'Oustaloup [Ous99][Teh10],
- méthode de Charef [Cha92][Cha06].

Cette dernière a été retenue. Elle est utilisée essentiellement pour la simulation des systèmes d'ordre fractionnaire. La méthode d'approximation dépend de la fonction de transfert d'ordre fractionnaire à approximer.

La fonction de transfert de l'opérateur intégrateur d'ordre fractionnaire est représentée dans le domaine fréquentiel par la fonction irrationnelle suivante :

$$G_I(s) = \frac{1}{s^\alpha} \quad (\text{III - 18})$$

Avec  $s = j\omega$  est la pulsation complexe et  $\alpha$  un nombre réel positif tel que  $0 < \alpha < 1$ .

Dans une bande de pulsations donnée  $[\omega_b, \omega_h]$ , cet opérateur d'ordre fractionnaire peut être modélisé dans le domaine fréquentiel par un pôle à puissance fractionnaire (PPF) comme suit :

$$G_I(s) = \frac{k_{ii}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)^\alpha} \quad (\text{III - 19})$$

En supposant que pour  $\omega \in [\omega_b, \omega_h]$  nous avons  $\omega \gg \omega_c$  nous pouvons écrire :

$$G_I(s) = \frac{k_{ii}}{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^\alpha} = \frac{k_{ii}\omega_c^\alpha}{s^\alpha} = \frac{1}{s^\alpha} \quad (\text{III - 20})$$

Avec  $k_{ii} = \frac{1}{\omega_c^\alpha}$  et  $\omega_c$  est la pulsation de coupure du PPF.

La pulsation de coupure du PPF est calculée à partir de la pulsation basse  $\omega_b$ .

Sur le tracé du diagramme de Bode du PPF, la pente de  $-20\alpha$ dB/dec est approximée par un nombre de lignes sous forme de zigzags. Ces lignes sont produites par une alternance de pente  $-20$ dB/dec et  $0$ dB/dec. Sur l'axe réel négatif du plan  $s$ , cette alternance de pentes correspond à une alternance de pôles et zéros tels que  $p_0 < z_0 < p_1 < z_1 < \dots < z_{N_i-1} < p_{N_i}$ .

La fonction rationnelle obtenue après approximation peut se mettre sous la forme suivante :

$$G_I(s) = \frac{k_{ii}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)^\alpha} \simeq k_{ii} \frac{\prod_{m=0}^{N_i-1} \left(1 + \frac{s}{z_m}\right)}{\prod_{m=0}^{N_i} \left(1 + \frac{s}{p_m}\right)} \quad (\text{III} - 21)$$

Où les  $p_i$  et les  $z_i$  sont les pôles et les zéros de l'approximation et se présentent sous la forme d'une progression géométrique.

Le nombre  $N_i$  est déterminé en spécifiant la bande de pulsations sur laquelle est faite l'approximation :

$$N_i = \text{Integer} \left\{ \frac{\log\left(\frac{\omega_{\max}}{p_0}\right)}{\log(b_i c_i)} \right\} + 1 \quad (\text{III} - 22)$$

La pulsation  $\omega_{\max}$  est choisie de telle sorte qu'elle soit égale à 100 fois  $\omega_h$ .

Les autres paramètres sont calculés de la manière suivante :

$$\begin{aligned} p_m &= (b_i c_i)^m p_0, \quad m = 0, 1, \dots, N_i \\ z_m &= (b_i c_i)^m b_i p_0, \quad m = 0, 1, \dots, N_i - 1 \\ \omega_c &= \omega_b \sqrt{10^{\frac{\delta}{10\alpha}} - 1} \\ b_i &= 10^{\frac{\varepsilon}{10(1-\alpha)}}, \quad c_i = 10^{\frac{\varepsilon}{10\alpha}} \\ p_0 &= \omega_c \sqrt{c_i}, \quad z_0 = b_i p_0, \quad a_i = b_i c_i \end{aligned} \quad (\text{III} - 23)$$

Avec  $\delta$  l'erreur maximale permise entre la pente de la réponse fréquentielle de l'équation (III - 18) et le PPF de l'équation (III - 19) dans la bande de pulsations donnée  $[\omega_b, \omega_h]$  et  $\varepsilon$  l'erreur d'approximation choisie. Cette dernière est exprimée en dB.

La Figure 29 synthétise l'algorithme de calcul des paramètres d'approximation de l'opérateur intégrateur fractionnaire.



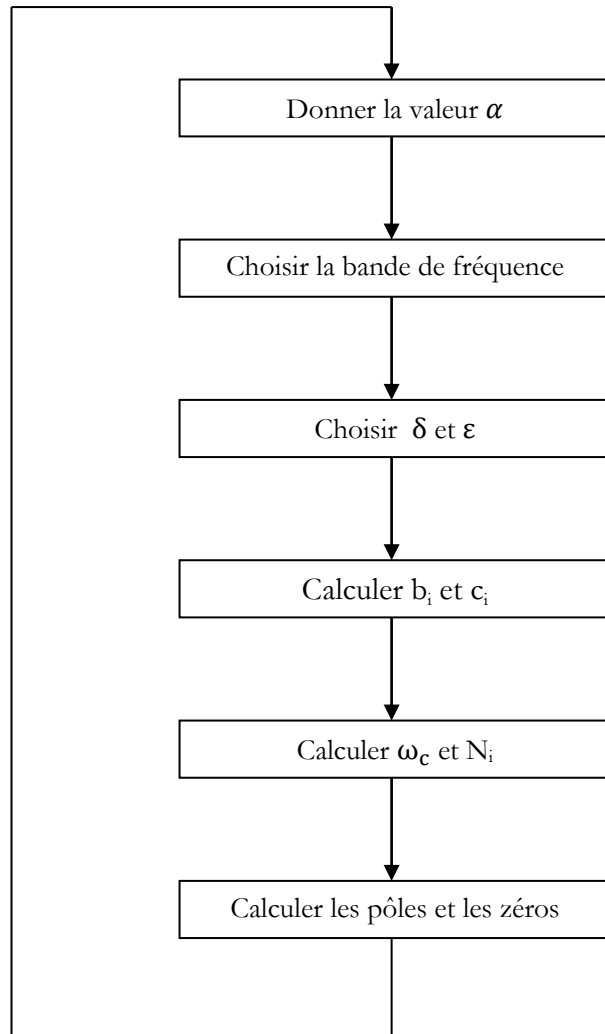


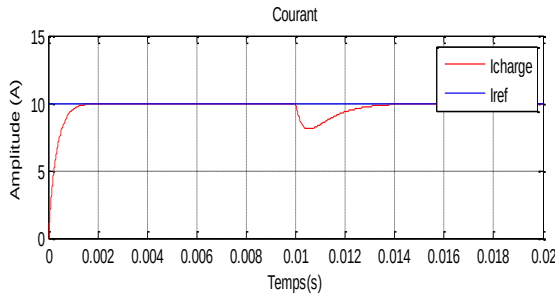
Figure 29 : Algorithme de calcul des paramètres d'approximation de l'opérateur intégrateur fractionnaire

L'ordre de la fonction de transfert du régulateur dépendra du compromis de la largeur de la bande de pulsations et du temps de réponse.

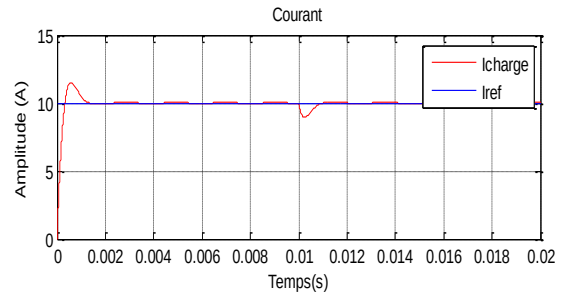
### III.3 Application à un convertisseur monophasé en pont

Dans [Die11], l'auteur montre l'intérêt du régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  par rapport au régulateur classique PI en améliorant les performances d'un système charge E,R,L alimenté par un convertisseur en pont fonctionnant en hacheur ou en onduleur monophasé. La force contre électromotrice E est considérée comme une perturbation. Un premier essai a été effectué avec une consigne constante avec entrée de perturbation constante (Figure 30). Cet essai a permis de vérifier le temps de réponse, de chacun des régulateurs, imposé lors de la détermination théorique de leurs paramètres de réglage. Il a

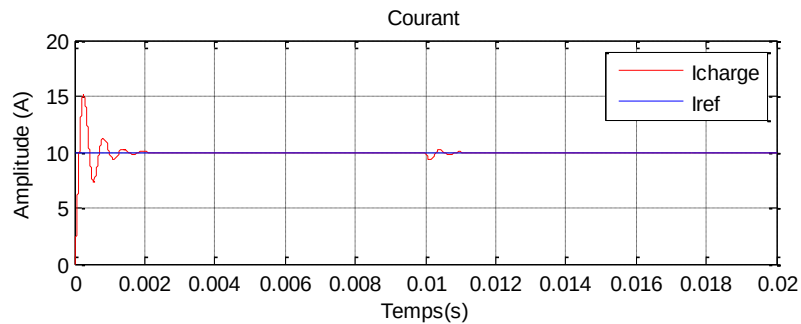
permis aussi de comparer les performances du régulateur classique PI et du régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  lorsque qu'une perturbation constante survient après la stabilisation du système (Figure 30, on ne s'intéresse pas au démarrage mais plutôt au rejet de perturbation). Il a été constaté que le temps de réponse avec le régulateur  $PI^\alpha$  pour rejeter la perturbation est meilleur comparé à celui avec le régulateur classique avec les différentes méthodes de synthèse utilisées. Les performances en régime dynamique sont meilleures pour le régulateur  $PI^\alpha$  fractionnaire. Le deuxième essai consistait à observer le comportement du système pour une consigne sinusoïdale pour différentes fréquences (Figure 31). Le gain obtenu est presque identique pour les deux régulateurs mais le déphasage est nul pour le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$ . Plus la fréquence du signal augmente plus le déphasage introduit par le régulateur classique PI augmente contrairement au régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  qui parvient à l'annuler dans une bande de fréquence bien précise (Tableau 5 et Tableau 6). Au vu des résultats obtenus lors de la simulation en comparaison avec des valeurs calculées théoriquement, il a été conclu que le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  présente beaucoup plus d'intérêt par rapport au régulateur classique PI pour le suivi d'une consigne sinusoïdale et de rejet de perturbation. Néanmoins il est à noter que ce dernier présente beaucoup plus de paramètres de réglage.



30(a) PI classique, Compensation des pôles



30(b) PI classique, Placement de pôles



30(c)  $PI^\alpha$  fractionnaire

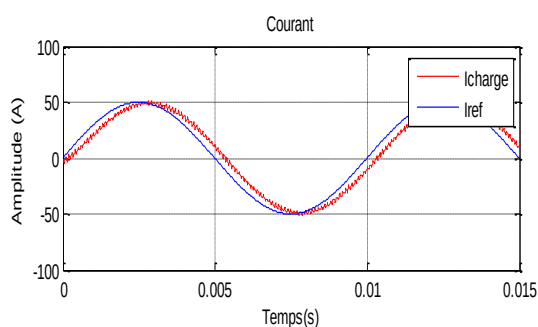
Figure 30 : Consigne constante avec entrée de perturbation à 0.01s

| F=50Hz                       | Gain       |          | Déphasage  |          |
|------------------------------|------------|----------|------------|----------|
| Valeurs                      | Théoriques | Relevées | Théoriques | Relevées |
| Compensation des pôles (C.P) | 0.995      | 1.032    | 5.978°     | 5.4°     |
| Placement des pôles (P.P)    | 1.004      | 1.040    | 1.003°     | 1.8°     |
| PI <sup>α</sup> avec C.P     | 0.997      | 1.035    | 0.308°     | 0°       |
| PI <sup>α</sup> avec P.P     | 1.000      | 1.037    | 0.051°     | 0°       |
| PI <sup>α</sup> optimisé     | 0.999      | 1.036    | 0.409°     | 0°       |

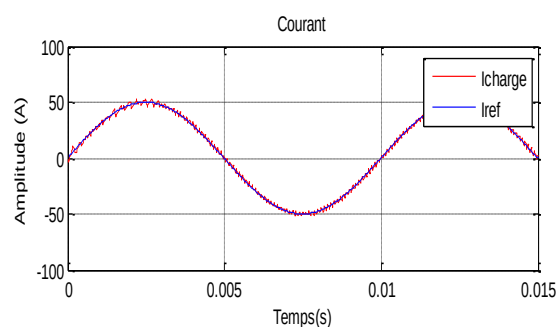
Tableau 5 : Comparaison des valeurs théoriques et relevées pour f = 50Hz

| F=100Hz                  | Gain       |          | Déphasage  |          |
|--------------------------|------------|----------|------------|----------|
| Valeurs                  | Théoriques | Relevées | Théoriques | Relevées |
| Compensation des pôles   | 0.979      | 1.019    | 11.829°    | 10.8°    |
| Placement des pôles      | 1.015      | 1.051    | 2.141°     | 3.6°     |
| PI <sup>α</sup> avec C.P | 0.998      | 1.037    | 0.538°     | 0°       |
| PI <sup>α</sup> avec P.P | 1.000      | 1.037    | 0.090°     | 0°       |
| PI <sup>α</sup> optimisé | 1.001      | 1.038    | 0.756°     | 0°       |

Tableau 6 : Comparaison des valeurs théoriques et relevées pour f =100Hz



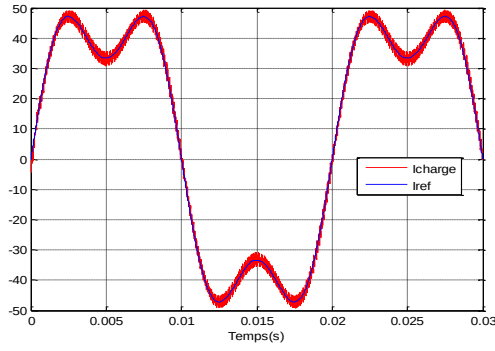
31(a) PI classique



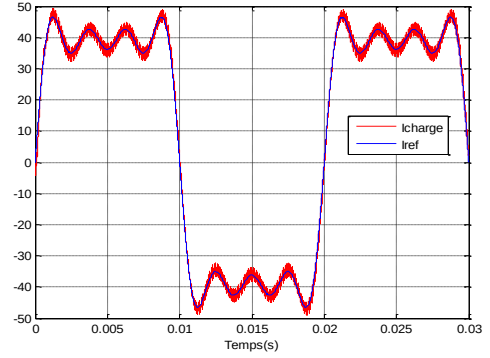
31(b) PI<sup>α</sup> fractionnaire

Figure 31 : Suivi de consigne sinusoïdale

D'autres essais ont été effectués en imposant des références de courant non sinusoïdales. Deux cas sont traités, l'injection de l'harmonique de rang 3 (Figure 32a) puis l'injection d'un signal contenant les harmoniques de rang 3, 5 et 7 (Figure 32b). Pour les deux tests réalisés, on dénote un bon suivi de la référence de courant grâce au régulateur fractionnaire (Figure 32).



32(a) harmonique de rang 3



32(b) harmonique de rang 3, 5, 7

Figure 32 :  $PI^\alpha$  fractionnaire, suivi de consigne non sinusoïdale

Dans [Teh10] l'auteur propose une commande robuste par PID fractionnaire pour les onduleurs multi-niveaux. L'auteur démontre en s'appuyant sur des résultats théoriques et expérimentaux la performance, la robustesse et la souplesse d'un PID fractionnaire par rapport au régulateur classique PI.

D'autres auteurs [Pod99][Zuq08][Meh10] ont montré aussi les performances du régulateur fractionnaire et sa robustesse par rapport au régulateur classique PID.

### III.4 Commande par régulateur fractionnaire $PI^\alpha$ de l'ensemble « génératrice pentaphasée – redresseur MLI pentaphasé »

La chaîne de conversion d'énergie est celle présentée sur la Figure 15. La charge est constituée d'un onduleur triphasé et d'un réseau triphasé. La tension du bus continu est régulée côté réseau. L'étude se focalise beaucoup plus sur l'ensemble « génératrice pentaphasée – redresseur MLI pentaphasé » plus précisément sur les boucles internes de courant.

#### III.4.1 Modélisation de l'ensemble « génératrice pentaphasée – redresseur MLI pentaphasé » en vue de la simulation

Lorsque le neutre de la machine est isolé, la FEM homopolaire n'étant pas nulle, la somme des tensions aux bornes des phases n'est pas égale à zéro et est donnée par :

$$V_a + V_b + V_c + V_d + V_e = E_a + E_b + E_c + E_d + E_e \quad (\text{III} - 24)$$

En effectuant la même démonstration que celle faite dans le paragraphe II.2.6.3, le modèle de l'ensemble « génératrice – redresseur MLI pentaphasé » en vue de la simulation donnée par l'équation (II - 37) devient :

$$[E] = [R][I] + [L]\frac{d}{dt}[I] + [T_T][S_T]\frac{V_{dc}}{2} + \frac{1}{5}(E_a + E_b + E_c + E_d + E_e)[I_5] \quad (\text{III} - 25)$$

$$\text{Avec } [I_5] = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

### III.4.2 Commande dans le référentiel de Park

Comme il a été dit précédemment, nous soulignons que pour la synthèse des régulateurs de courant le redresseur MLI pentaphasé est modélisé par un gain. Néanmoins, il existe des termes de couplage entre les variables à commander dans les modèles donnés par les équations (II - 49) et (II - 50). Concernant la génératrice principale, les termes de couplage sont :  $-\omega L_p I_{qp}$  et  $\omega L_p I_{dp}$  et concernant la génératrice secondaire, les termes de couplage sont :  $-3\omega L_s I_{qs}$  et  $3\omega L_s I_{ds}$ . Ces termes de couplage peuvent être considérés comme des perturbations. Leurs effets peuvent être réduits en insérant dans la chaîne de commande un algorithme de découplage.

#### III.4.2.1 Synthèse des régulateurs de la boucle interne de courant

Les paramètres du régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  sont déterminés en utilisant la méthode analytique développée précédemment. La Figure 33 présente la structure de régulation associée à chaque boucle interne de courant.

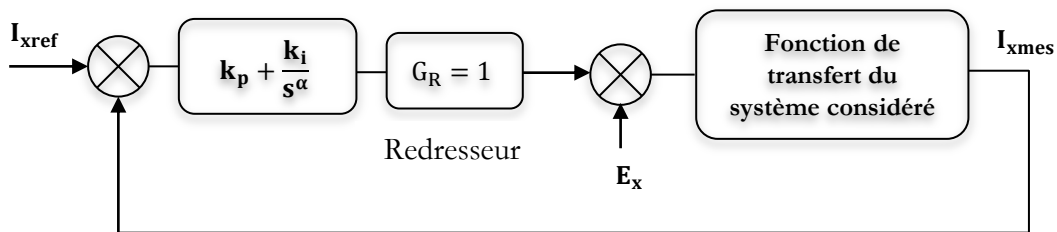


Figure 33 : Structure de régulation associée à chaque boucle interne de courant

Prenons le cas de la génératrice pentaphasée principale. Pour calculer les paramètres du régulateur, on ne tient pas compte des termes de couplage. Dans ce cas, la fonction de transfert du système considéré, suivant l'axe  $q_p$  principal, est donnée par :

$$G_{qp}(s) = \frac{1}{r(1 + \frac{L_p}{r}s)} \quad (\text{III} - 26)$$

Avec  $L_p = 5.3 \text{ mH}$  et  $r = 0.54 \Omega$ .

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert considérée suivant l'axe  $q_p$  principal ( $G_{qp}(s)$ ) est montré sur la figure suivante :

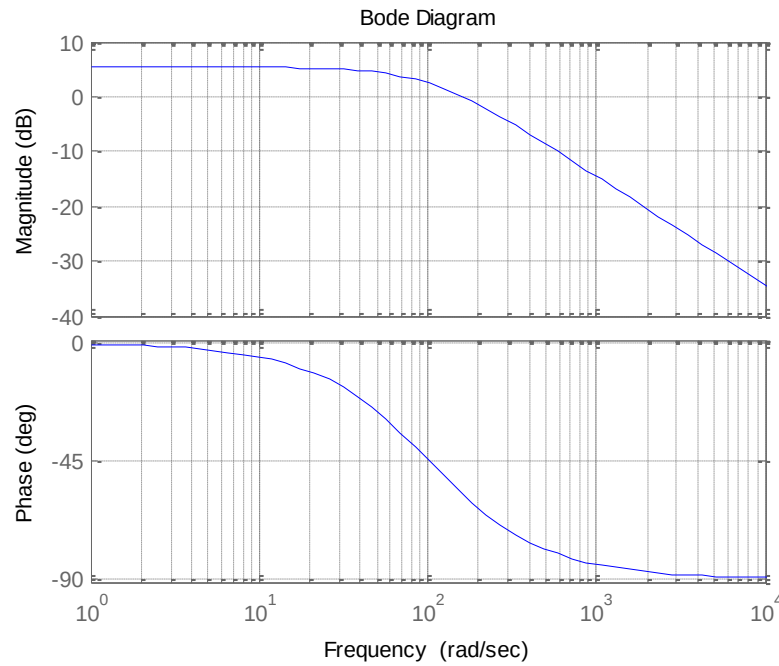


Figure 34 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert considérée suivant l'axe  $q_p$  principal

Le diagramme montre que pour des valeurs de  $\omega > 100 \text{ rad/s}$  (la vitesse angulaire mécanique nominale de la machine considérée est de  $231 \text{ rad/s}$ ), le système peut être assimilé à un intégrateur. Donc dans une plage de variation de la pulsation du système  $[\omega \ 10\omega]$ , l'ordre de comportement asymptotique du système est égal à 1 d'où  $0 < (\alpha = \beta - 1) < 1$  (voir paragraphe III.2.1.1).

En considérant la FEM comme une perturbation et en prenant dans un premier temps  $\alpha = 1$ , les paramètres  $k_p, k_i$  sont déterminés en utilisant la méthode de placement de pôles de telle sorte que le gain soit unitaire et que le déphasage soit nul. En imposant la marge de phase désirée  $\varphi_m = 45^\circ$ , on trouve  $\beta = 1.5$ ,  $\alpha = 0.5$  et la condition  $\omega < \omega_N$  est vérifiée.

Après avoir fait la synthèse du régulateur de courant suivant l'axe  $q_p$  principal, l'opérateur intégrateur fractionnaire est approximé en utilisant la méthode de Charef. En suivant la démarche établie par l'organigramme donnée à la Figure 29, pour une erreur d'approximation de 1 dB, la valeur  $N_i$  est déduite,  $N_i = 14$ . La plage de variation de fréquence est fixée à  $[2*\pi*50 \quad 20*\pi*50]$ . En doublant l'erreur d'approximation (2 dB), la valeur  $N_i$  devient  $N_i = 8$ . L'opérateur intégrateur fractionnaire est alors approximé par le produit de  $N_i+1$  fonctions de transfert. Soit  $C_1(s)$  et  $C_2(s)$  les fonctions de transfert suivantes :

$$C_1(s) = \left[ \frac{(1/z_0)s+1}{(1/p_0)s+1} \right] \left[ \frac{(1/(z_0*a_i))s+1}{(1/(p_0*a_i))s+1} \right] \left[ \frac{(1/(z_0*a_i^2))s+1}{(1/(p_0*a_i^2))s+1} \right] \left[ \frac{(1/(z_0*a_i^3))s+1}{(1/(p_0*a_i^3))s+1} \right] \left[ \frac{(1/(z_0*a_i^4))s+1}{(1/(p_0*a_i^4))s+1} \right]$$

$$C_2(s) = \left[ \frac{(1/(z_0*a_i^5))s+1}{(1/(p_0*a_i^5))s+1} \right] \left[ \frac{(1/(z_0*a_i^6))s+1}{(1/(p_0*a_i^6))s+1} \right] \left[ \frac{(1/(z_0*a_i^7))s+1}{(1/(p_0*a_i^7))s+1} \right] \left[ \frac{1}{(1/(p_0*a_i^8))s+1} \right]$$

La fonction de transfert globale du régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  donnée par l'équation (III - 10) devient :

$$C(s) = k_p + k_i k_{ii} C_1(s) C_2(s) \quad (III - 27)$$

Avec  $k_p = 22.12$ ,  $k_i = 48078$ ,  $k_{ii} = 1.2179$ ,  $z_0 = 1.3452$ ,  $p_0 = 0.8487$  et  $a_i = 2.5119$ .

La même démarche peut être adoptée pour la synthèse des régulateurs de courant dans le référentiel secondaire et homopolaire.

Le schéma de commande dans le référentiel de Park est présenté sur la Figure 35. La référence de courant, suivant l'axe d dans le référentiel de Park principal, est nulle.

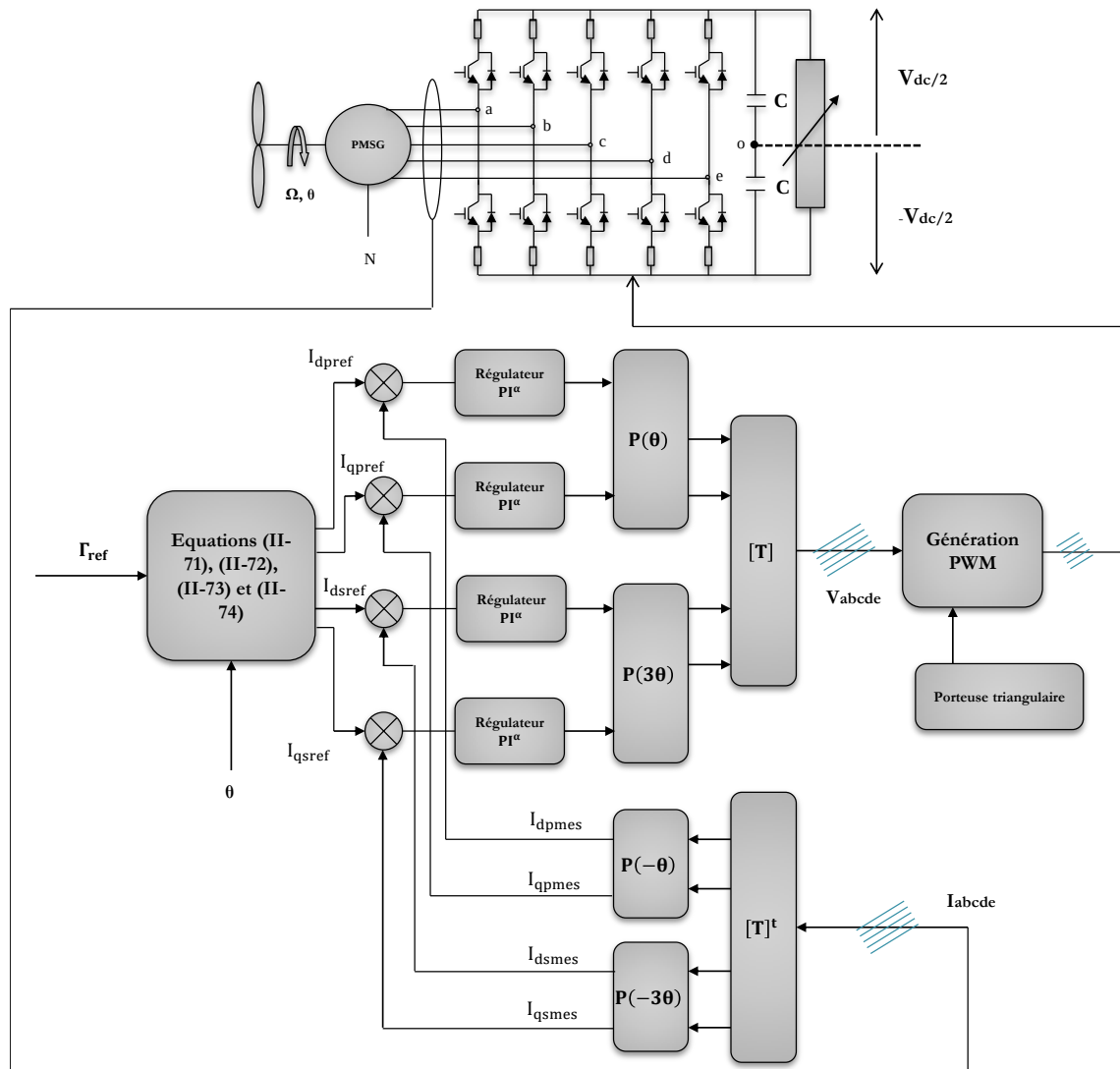


Figure 35 : Structure de commande dans le référentiel de Park

### III.4.2.2 Résultats de simulation

Le logiciel Matlab Simulink est utilisé pour effectuer les simulations. Les performances du régulateur fractionnaire sont dégradés en limitant la valeur de  $N_i$  à 8. La fréquence de découpage est prise égale à 20 kHz. Comme il a été dit précédemment, le réglage de la tension du bus continu est fait côté réseau et sa valeur de référence est égale à 400V. Le neutre de la machine est isolé. La Figure 36(a) montre un bon suivi des références de courant non constantes grâce au régulateur fractionnaire. Le couple électromagnétique est constant (Figure 36(b)). La référence de courant suivant l'axe d dans le référentiel de Park principal est imposée à zéro car la projection de la composante de la FEM sur cet axe est nulle. Notons au passage que les références de courant dans le référentiel de Park ont une vitesse angulaire électrique égale à  $10\omega$ .

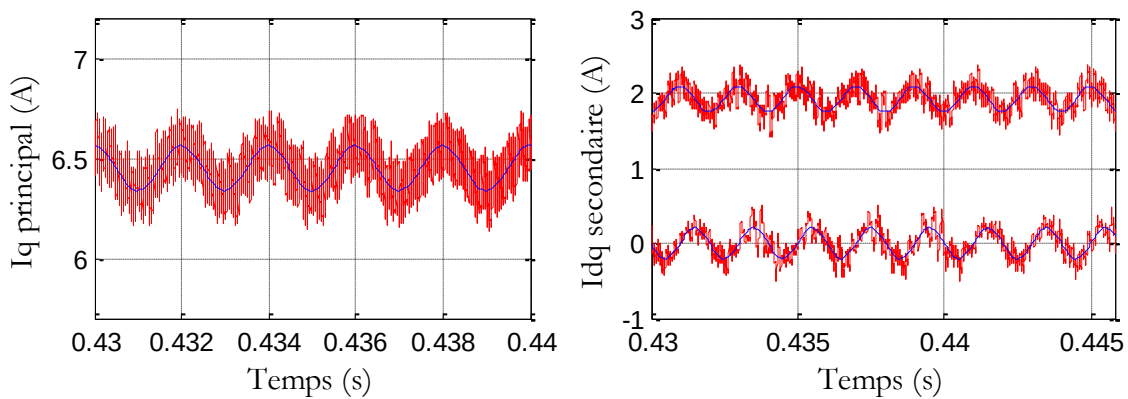


La Figure 37 présente les résultats de simulation lorsque l'harmonique de rang 7 de la FEM n'est pas exploité. Dans ce cas les références de courant dans le référentiel de Park secondaire sont constantes. Le régulateur PI ne parvient pas à rejeter la perturbation introduite par l'harmonique de rang 7 de la FEM, ce qui n'est pas le cas avec le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  qui rejette totalement cette perturbation (Figure 37). La fréquence d'ondulation du courant observée est égale à  $10*f$  (Figure 37). Ce problème de rejection de l'harmonique de rang 7 a été soulevé par Robert-Dehault [Rob05] et Kestelyn [Kes02]. A défaut d'avoir un régulateur robuste et à très haute dynamique afin de rejeter cette perturbation et réduire en même temps l'ondulation du courant, deux méthodes ont été proposées dans [Rob05].

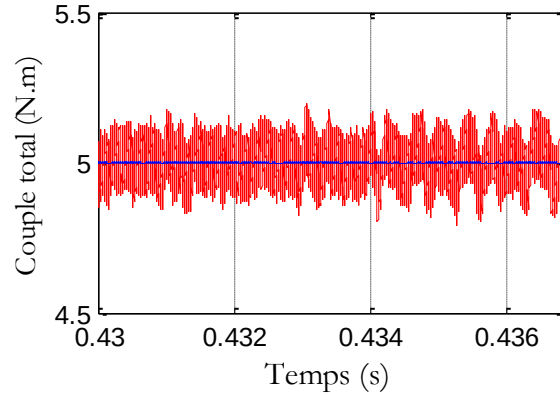
Une première méthode consiste à compenser la valeur moyenne de la composante de la FEM suivant les axes d et q.

Une deuxième méthode consiste à tabuler et à compenser la composante de la FEM suivant les axes d et q. Comme il a été souligné dans [Rob05], la deuxième stratégie semble être la meilleure et ne nécessite pas d'avoir un régulateur à haute dynamique. L'inconvénient majeur de cette stratégie est que la tabulation de la FEM dépend fortement de l'angle électrique. Une petite erreur de mesure ou d'estimation de l'angle électrique augmente considérablement l'ondulation du courant comme souligné dans [Rob05]. Cette stratégie a été aussi utilisée dans [Kes03] avec le régulateur classique PI et a permis de réduire considérablement l'harmonique de rang 7 du courant et principalement les pertes Joule.

En définitive, il est à noter que lorsque l'harmonique de rang 7 de la FEM est négligé, il n'est pas nécessaire d'élaborer un algorithme de compensation afin de l'associer au régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$ . Dans le cas où la perturbation est très importante et que le régulateur atteint ses limites, il serait judicieux de recourir à l'algorithme de compensation.



36(a) Courants suivant les axes dq dans les référentiels de Park principal et secondaire



36(b) Couple électromagnétique total de la génératrice pentaphasée

Figure 36 : Référentiel de Park, résultats de simulation

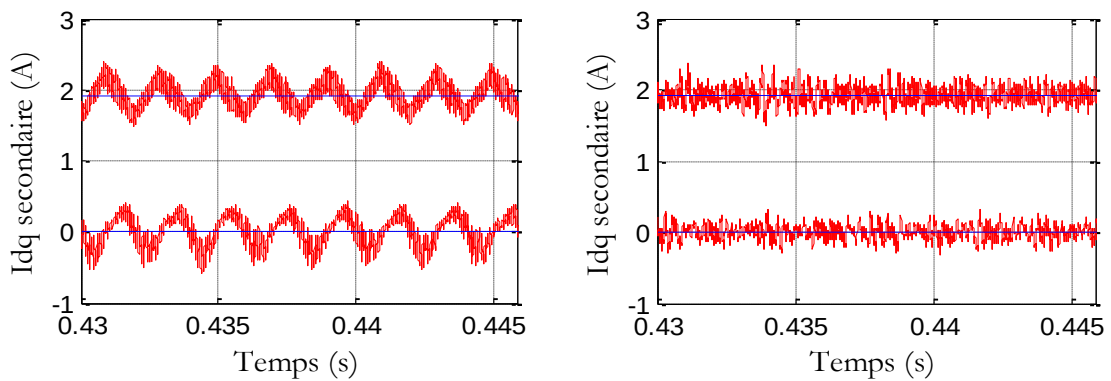
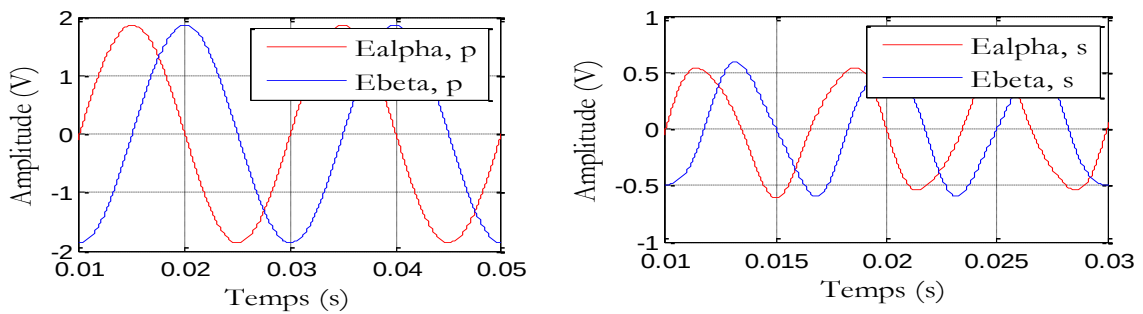


Figure 37 : Courants suivant les axes dq dans le référentiel de Park secondaire, PI classique (à gauche) et régulateur fractionnaire (à droite), l'harmonique de rang 7 de la FEM non exploité

### III.4.3 Commande dans le référentiel de Concordia

En négligeant l'harmonique de rang 9 qui est très faible, la Figure 38 présente le lieu du vecteur FEM dans le référentiel de Concordia aussi bien pour la machine principale que pour la machine secondaire.



38(a) plan principal

38(b) plan secondaire

Figure 38 : Lieu du vecteur FEM dans le référentiel de Concordia ( $\alpha_p, \beta_p$ ;  $\alpha_s, \beta_s$ )

On constate que dans le plan secondaire, les FEMs sont un peu perturbées à cause de l'harmonique de rang 7 (Figure 38(b)).

### III.4.3.1 Structure de commande de l'ensemble « génératrice pentaphasée – redresseur MLI pentaphasé »

Contrairement au référentiel de Park, dans le référentiel de Concordia, il n'existe pas de terme de couplage entre les variables à commander dans les modèles donnés par les équations (II - 20) et (II - 21). La Figure 39 présente l'algorithme de commande élaboré dans le référentiel de Concordia.

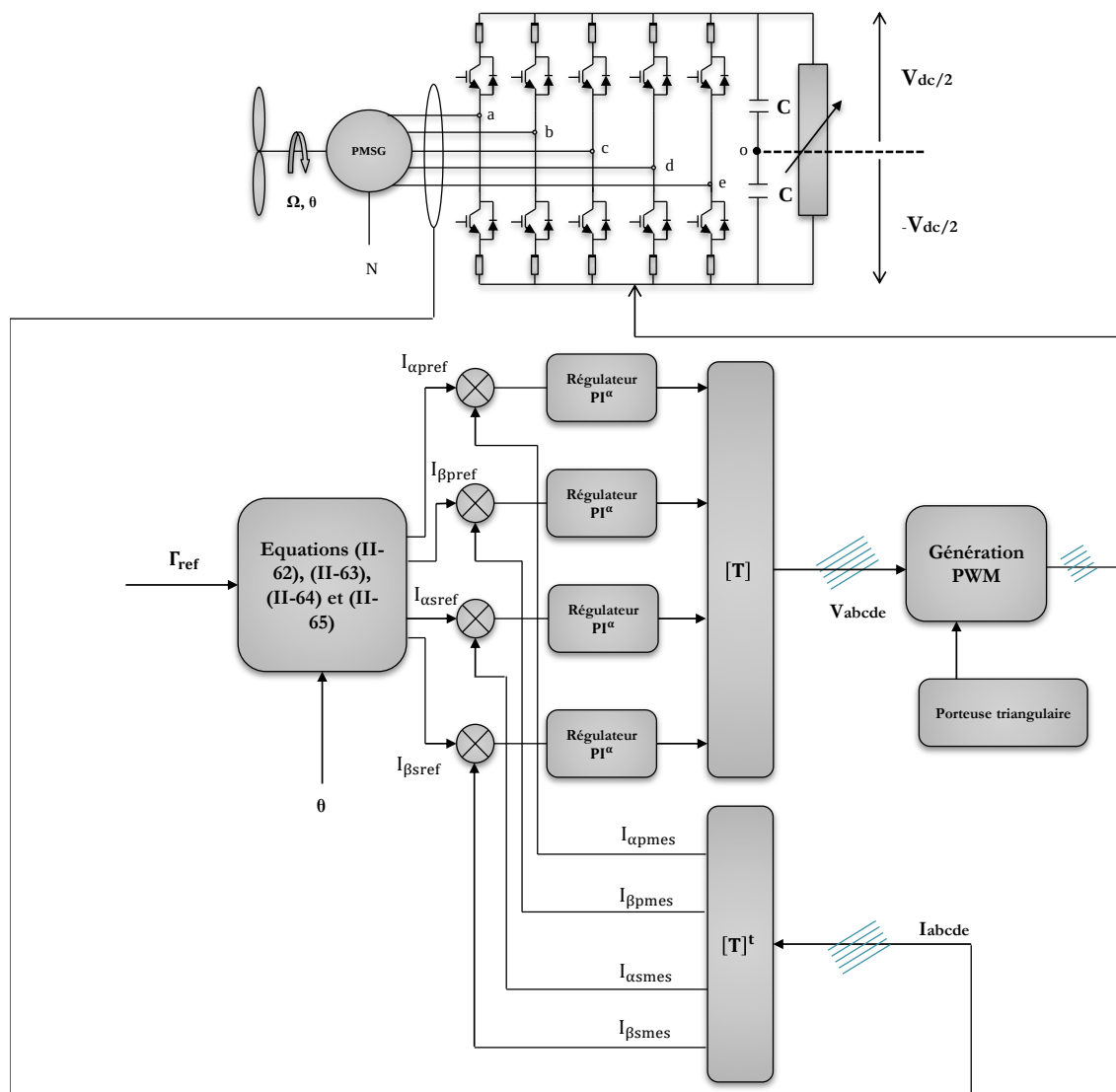


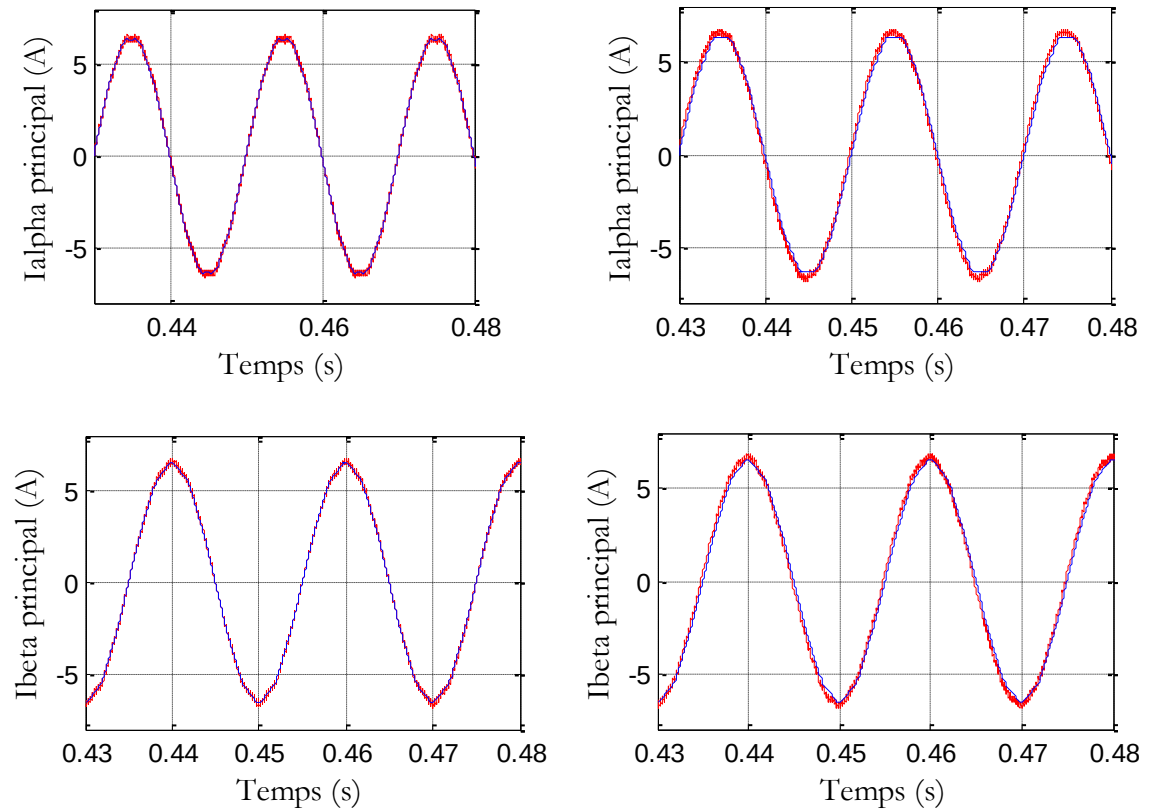
Figure 39 : Structure de commande dans le référentiel de Concordia

### III.4.3.2 Résultats de simulation

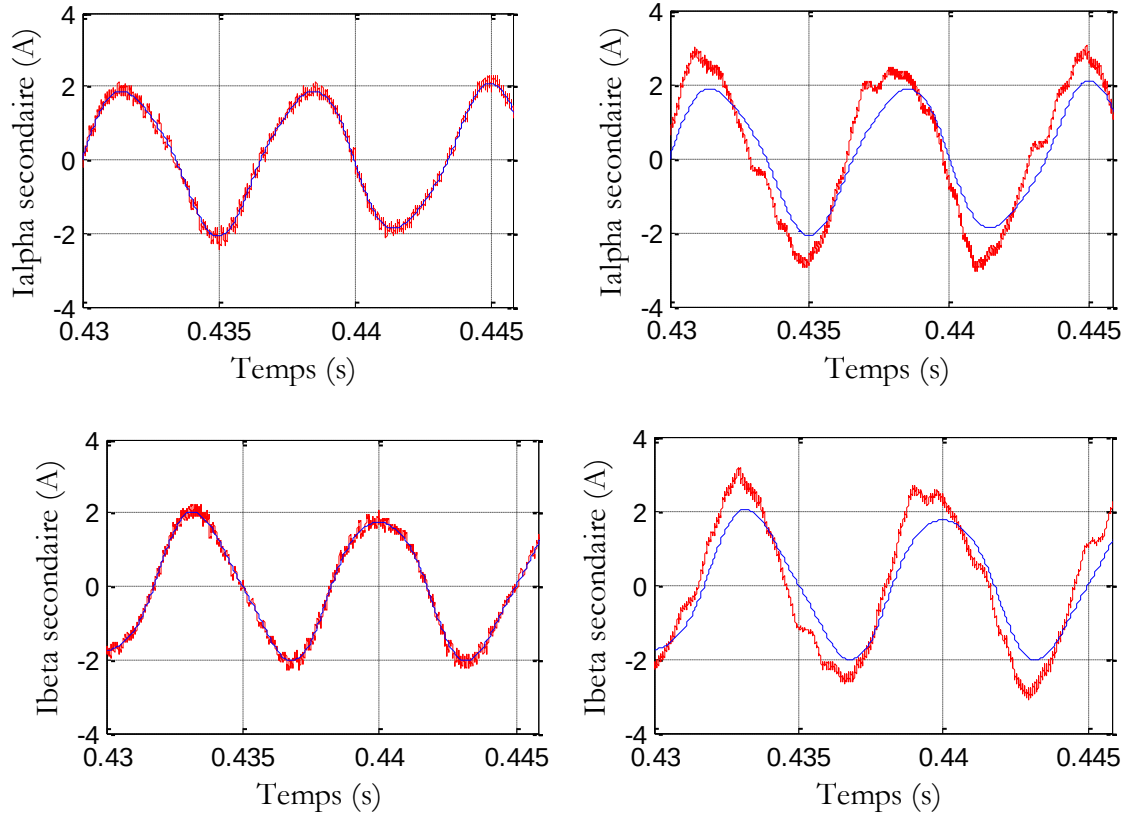
Puisque les valeurs des inductances propres et des résistances n'ont pas changé, les paramètres du régulateur fractionnaire calculés précédemment restent inchangés. Les figures suivantes présentent les résultats de simulation.

Une comparaison des performances du régulateur classique PI et du régulateur fractionnaire est faite. Les paramètres  $k_p, k_i$  des deux régulateurs sont les mêmes. Les campagnes de simulation effectuées dénotent un mauvais suivi des références de courant lorsque le régulateur classique PI est utilisé (Figure 40(a)(b), à droite). Contrairement au régulateur PI un bon suivi des références de courant est observé avec le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  (Figure 40(a)(b), à gauche). Hormis l'effet de découpage, le couple électromagnétique est constant (Figure 40(c), à gauche).

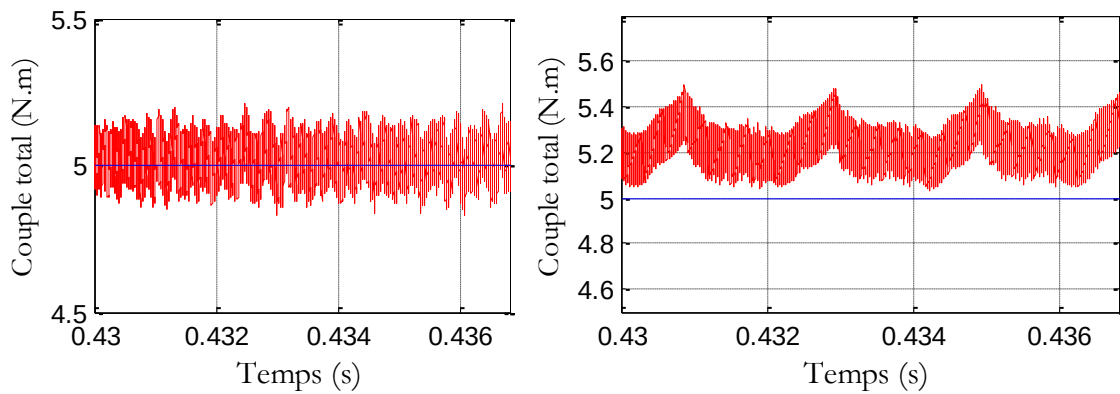
Avec le régulateur classique PI le couple électromagnétique s'en trouve très affecté. Sa valeur moyenne augmente, le couple est ondulatoire avec une fréquence d'ondulation de  $10*f$  (Figure 40(c), à droite).



40(a) Courants dans le référentiel de Concordia principal,  $PI^\alpha$  fractionnaire (à gauche) et PI classique (à droite)



40(b) Courants dans le référentiel de Concordia secondaire,  $PI^\alpha$  fractionnaire (à gauche) et PI classique (à droite)



40(c) Couple électromagnétique,  $PI^\alpha$  fractionnaire (à gauche) et PI classique (à droite)

Figure 40 : Comparaison PI classique et  $PI^\alpha$  fractionnaire

#### III.4.4 Commande dans la base canonique

Après avoir fait la commande dans le référentiel de Concordia et au vu des résultats concluants obtenus avec le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  en termes de suivi de consigne et de rejet de perturbation, nous nous proposons d'analyser les performances de ce régulateur dans le référentiel abcde. Dans le référentiel abcde, la commande "référentiel" par

"référentiel" n'est plus considérée. Dans ce cas, contrairement aux modèles développés dans le référentiel de Concordia qui sont totalement découplés, le modèle dans le référentiel abcde est fortement couplé (couplage entre les variables d'état, équation (II – 3)). La Figure 41 présente le schéma de commande dans le référentiel abcde.

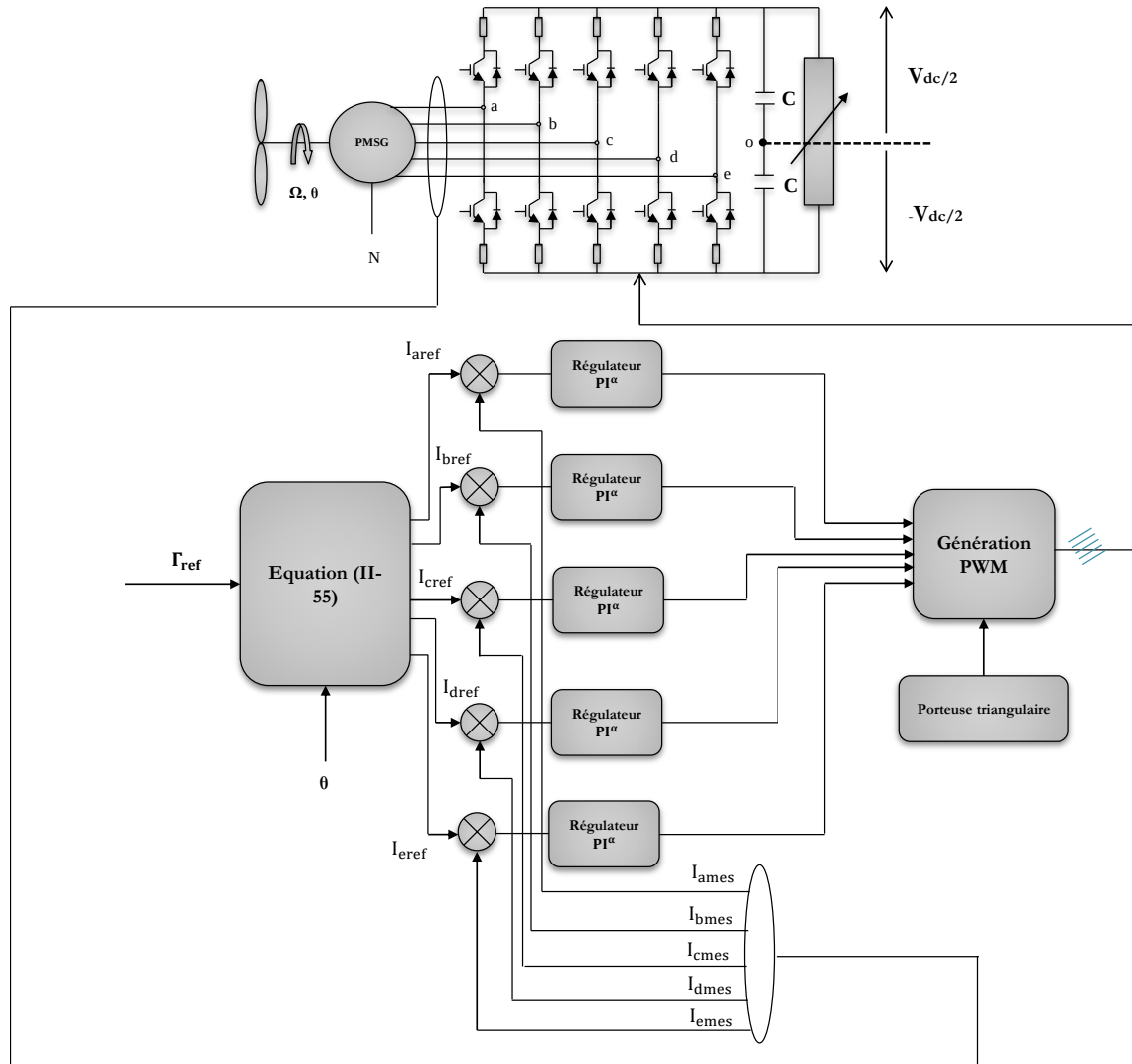


Figure 41 : Structure de commande dans le référentiel abcde

#### III.4.4.1 Résultats de simulation

Les mêmes paramètres de simulation utilisés précédemment sont reconduits. Les valeurs des paramètres  $k_p, k_i$  calculées précédemment dans le référentiel de Park principal sont maintenues. Avec un modèle fortement couplé, on constate, comme dans le référentiel de Concordia, un bon suivi des références de courant non constantes (Figure 42). Aucune ondulation de couple n'est observée hormis l'effet de découpage.

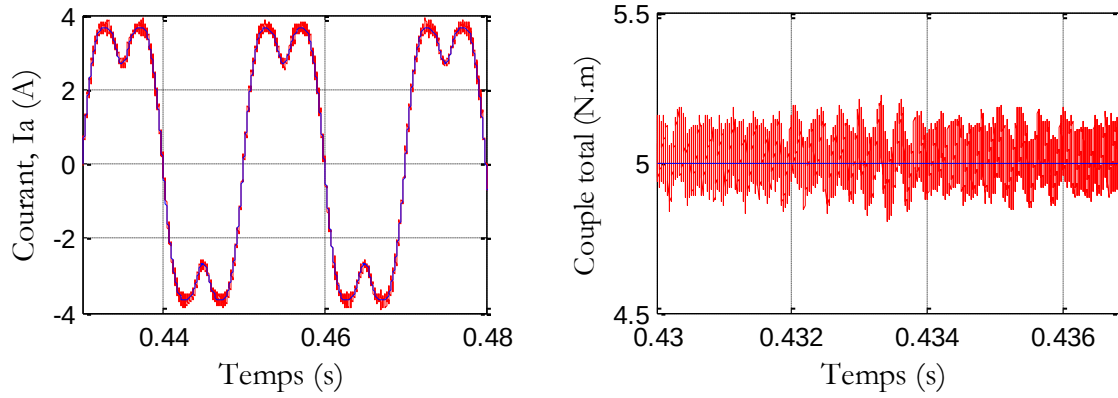


Figure 42 : Courant dans la phase  $a$  (gauche) et couple électromagnétique total (droite), exploitation de l'harmonique de rang 7 de la FEM

### III.5 Commande par régulateur fractionnaire $PI^\alpha$ de l'ensemble « génératrice pentaphasée – VIENNA pentaphasé »

Après avoir validé les stratégies de commande élaborées dans le chapitre II sur l'ensemble génératrice pentaphasée – redresseur MLI » en tenant compte de certaines contraintes, dans ce paragraphe on s'intéresse à la topologie VIENNA qui est plus complexe du point de vue de la commande, mais d'après le premier chapitre elle est tolérante aux défauts.

La difficulté majeure pour le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  est la mise au point de ses paramètres lorsque le système à commander est non linéaire, autrement dit lorsqu'il est complexe d'établir un modèle moyen du convertisseur (associé au système à commander) en vue de la commande. Dans ce cas, pour faciliter la détermination des paramètres du régulateur, le modèle moyen du convertisseur en vue de la commande est supposé égal à un gain, ce qui est le cas d'un redresseur MLI. Pour illustrer cela nous proposons de faire le contrôle du courant du redresseur VIENNA monophasé en utilisant le régulateur  $PI^\alpha$ . L'analyse des performances en régime dynamique et statique du régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  est faite sur ce redresseur VIENNA monophasé dont le modèle est fortement non-linéaire. Ainsi dans une première phase le principe de fonctionnement du redresseur VIENNA monophasé est décrit. Dans une deuxième phase on s'intéresse à la commande pour une topologie monophasée puis pentaphasée.

### III.5.1 Principe de fonctionnement du redresseur VIENNA monophasé

La Figure 43 présente la structure du redresseur VIENNA monophasé [Cla08]. La cellule de puissance présentée sur la Figure 43 est un cas particulier de celle décrite dans [Cla08] où une inductance  $L_2$  est présente entre le point B et le point milieu des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ .

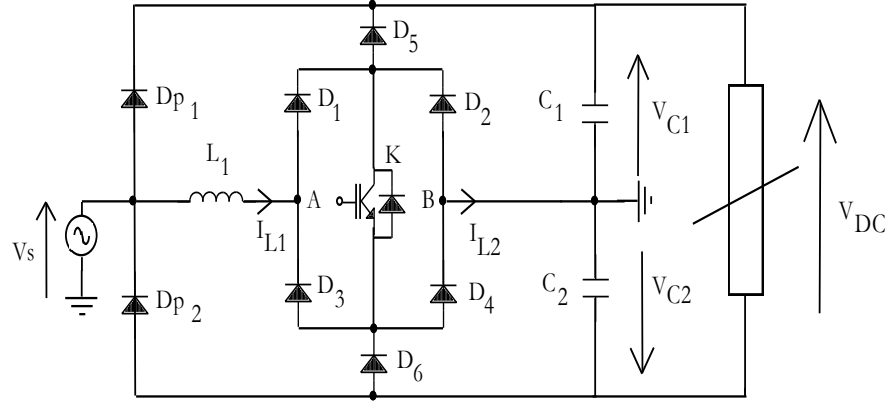


Figure 43 : Redresseur unidirectionnel VIENNA monophasé

Pour simplifier l'étude du redresseur, les semi-conducteurs sont supposés idéaux et le redresseur est non chargé. La pré-charge des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ , durant l'alternance positive et négative de la tension du réseau  $V_s$ , est faite respectivement à travers les diodes  $D_{p1}$  et  $D_{p2}$  (Figure 43). Le redresseur fonctionne en conduction continue et en mode PFC (Correction du Facteur de Puissance).

#### III.5.1.1 Alternance positive

Lorsque l'interrupteur  $K$  est fermé (Figure 44a), les diodes  $D_1$  et  $D_4$  conduisent et le courant  $I_{L1}$  passe à travers l'inductance  $L_1$ , la diode  $D_1$ , l'interrupteur  $K$  et la diode  $D_4$ . Durant cette phase de conduction, l'inductance  $L_1$  emmagasine de l'énergie. Le système est régi par les équations suivantes :

$$V_s(t) = L_1 \frac{d}{dt} i_{L1}(t) \quad (\text{III} - 28)$$

$$i_{L1}(t) = i_{D1}(t) = i_{D4}(t) = i_K(t) \quad (\text{III} - 29)$$

Lorsque l'interrupteur  $K$  est ouvert (Figure 44b), les diodes  $D_1$  et  $D_5$  conduisent et le courant  $I_{L1}$  passe à travers l'inductance  $L_1$ , la diode  $D_1$ , la diode  $D_5$  et le condensateur  $C_1$ . L'énergie stockée précédemment dans l'inductance  $L_1$  est transférée au condensateur  $C_1$ . Les équations suivantes en découlent :

$$V_s(t) - L_1 \frac{d}{dt} i_{L1}(t) = V_{C1}(t) \quad (\text{III} - 30)$$



$$i_{L1}(t) = i_{D1}(t) = i_{D5}(t) \quad (\text{III} - 31)$$

En prenant  $\alpha_k$  comme le rapport cyclique et en utilisant les équations précédentes, avec  $\omega t \in ]0; \pi[ \bmod[2\pi]$ , le modèle en basse fréquence du redresseur VIENNA monophasé pendant l'alternance positive est donné par [Cla08] :

$$\frac{V_{C1}(t)}{V_{S\max} \times \sin(\omega t)} = \frac{1}{1-\alpha_k} - \frac{L_1 \times i_{L1\max} \times \omega \times \cos(\omega t)}{V_{S\max} \times (1-\alpha_k) \sin(\omega t)} \quad (\text{III} - 32)$$

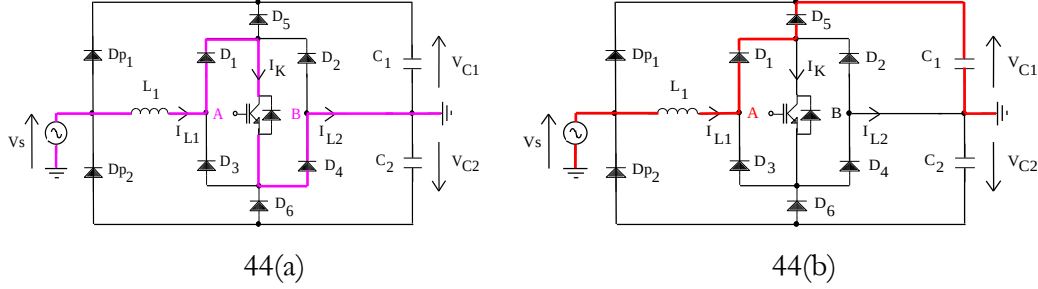


Figure 44 : Principe de fonctionnement, alternance positive [Cla08]

### III.5.1.2 Alternance négative

Lorsque l'interrupteur K est fermé (Figure 45a), les diodes  $D_2$  et  $D_3$  conduisent et le courant  $i_{L1}$  passe à travers l'inductance  $L_1$ , la diode  $D_2$ , l'interrupteur K et la diode  $D_3$ . Durant cette phase de conduction de l'interrupteur K, l'inductance  $L_1$  emmagasine de l'énergie. Les équations suivantes sont obtenues:

$$V_S(t) = L_1 \frac{d}{dt} i_{L1}(t) \quad (\text{III} - 33)$$

$$i_{L1}(t) = -i_{D2}(t) = -i_{D3}(t) = -i_K(t) \quad (\text{III} - 34)$$

Lorsque l'interrupteur K est ouvert (Figure 45b), les diodes  $D_3$  et  $D_6$  conduisent et le courant  $i_{L1}$  passe à travers l'inductance  $L_1$ , la diode  $D_3$ , la diode  $D_6$  et le condensateur  $C_2$ . L'énergie stockée précédemment dans l'inductance  $L_1$  est transférée au condensateur  $C_2$ . Les équations suivantes en découlent:

$$V_S(t) - L_1 \frac{d}{dt} i_{L1}(t) = V_{C2}(t) \quad (\text{III} - 35)$$

$$i_{L1}(t) = -i_{D3}(t) = -i_{D6}(t) \quad (\text{III} - 36)$$

En prenant  $\alpha_u$  comme le rapport cyclique et en utilisant les équations précédentes, avec  $\omega t \in ]0; \pi[ \bmod[2\pi]$ , le modèle en basse fréquence du redresseur VIENNA monophasé pendant l'alternance négative est donné par [Cla08] :

$$\frac{V_{C2}(t)}{V_{S\max} \times \sin(\omega t)} = \frac{1}{1-\alpha_u} - \frac{L_1 \times i_{L1\max} \times \omega \times \cos(\omega t)}{V_{S\max} \times (1-\alpha_u) \sin(\omega t)} \quad (\text{III} - 37)$$

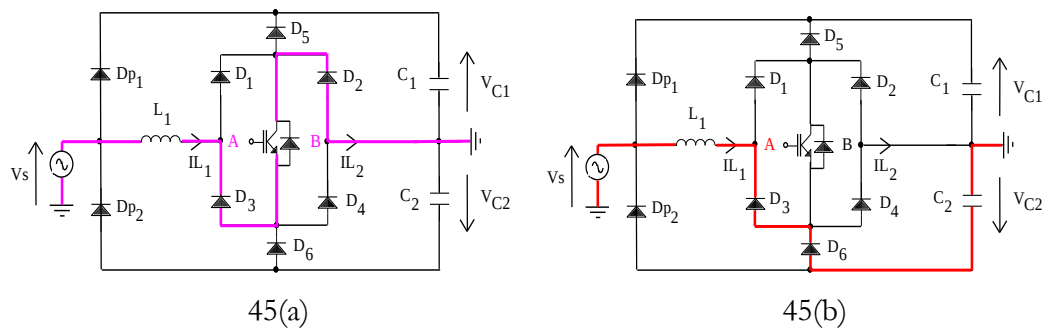


Figure 45 : Principe de fonctionnement, alternance négative [Cla08]

### III.5.2 Modèle du VIENNA monophasé en vue de la commande

La Figure 46 représente la structure de commande du redresseur VIENNA monophasé contrôlé par un régulateur fractionnaire.

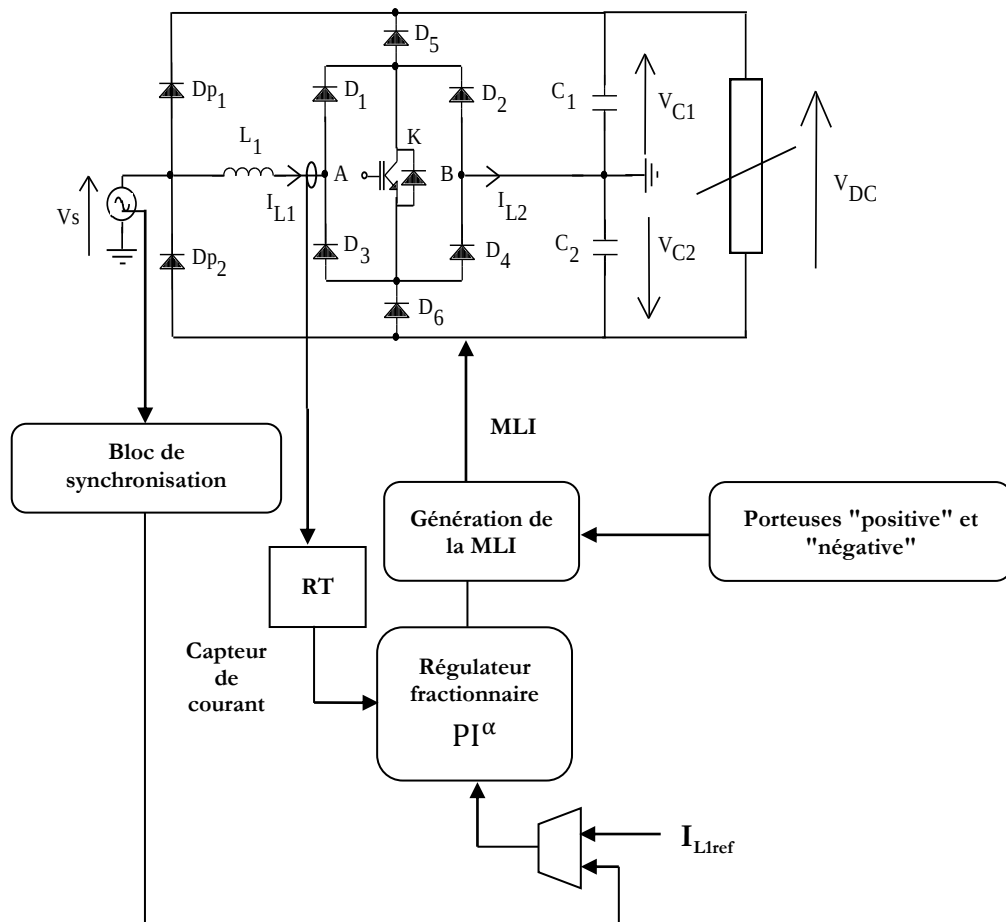


Figure 46 : Structure de commande du redresseur VIENNA monophasé

La synthèse du régulateur nécessite d'établir le modèle moyen en vue de la commande du redresseur en considérant les deux hypothèses suivantes :

- $V_s(t)$  et  $i_{L1}(t)$  sont en phase et l'alternance est positive.

- $V_{C1} = -V_{C2} = \frac{1}{2}V_{DC}$

Sur la Figure 46, la différence de potentiel entre les points A et B s'écrit :

$$V_{AB}(t) = \frac{1}{2}(1 - T_K(t))V_{DC}\text{sign}(i_{L1}) \quad (\text{III} - 38)$$

Avec  $T_K(t)$  la fonction de conversion du redresseur. Si l'interrupteur K est ouvert  $T_K(t) = 0$  et  $T_K(t) = 1$  si l'interrupteur K est fermé.

Dans le cas d'une commande MLI où la commande est échantillonnée à chaque période de découpage, la valeur moyenne de  $T_K(t)$  est donnée par [Kes03] :

$$\langle T_K \rangle = \frac{1}{T_{MLI}} \int_{(\sigma-1)T_{MLI}}^{\sigma T_{MLI}} T_K(\tau) d\tau \quad (\text{III} - 39)$$

Avec  $\sigma = 1, 2, 3, \dots + \infty$ ,  $T_{MLI}$  la période de découpage.

Au sens des valeurs moyennes, à chaque période de découpage, l'équation (III - 38) devient :

$$\langle V_{AB} \rangle (\sigma T_{MLI}) = \frac{1}{2}(1 - \langle T_K \rangle (\sigma T_{MLI}))V_{DC}\text{sign}(i_{L1}) \quad (\text{III} - 40)$$

On montre que la valeur moyenne du signal  $V_{AB}$  dans une période de découpage  $T_{MLI}$  est- donnée par :

$$\langle V_{AB} \rangle (T_{MLI}) = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{V_{AB}^C}{W_m} \right) V_{DC}\text{sign}(i_{L1}) \quad (\text{III} - 41)$$

Avec  $V_{AB}^C$  le signal de commande et  $W_m$  l'amplitude maximale de la porteuse.

L'équation (III - 41) peut être réécrite :

$$\langle V_{AB} \rangle = (G_R V_{AB}^C + \text{pert})\text{sign}(i_{L1}) \quad (\text{III} - 42)$$

Avec  $G_R = -\frac{V_{DC}}{2W_m}$  le gain du redresseur et  $\text{pert} = \frac{1}{2}V_{DC}$  le terme de perturbation.

On constate que le modèle moyen du redresseur VIENNA monophasé est un peu complexe à cause de la perturbation induite par la tension du bus continu. Pour calculer les paramètres du régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  on ne tient pas compte du terme de perturbation et le modèle moyen du redresseur est vu comme un gain unitaire ( $G_R = -1$ , en prenant  $V_{DC} = 2W_m$ , (-) convention générateur).

### III.5.3 Résultats de simulation

Le logiciel Matlab Simulink est utilisé pour effectuer les simulations. On se focalise sur la boucle interne de courant. Comme attendu, le déphasage entre la référence de courant et le courant mesuré est nul (Figure 47). Un bon suivi de la consigne de courant est assuré par le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$ .

Même en injectant un ou plusieurs harmoniques de courant, le suivi de la consigne est assuré par le régulateur fractionnaire sans atténuer l'amplitude du signal ni introduire de déphasage (Figure 48).

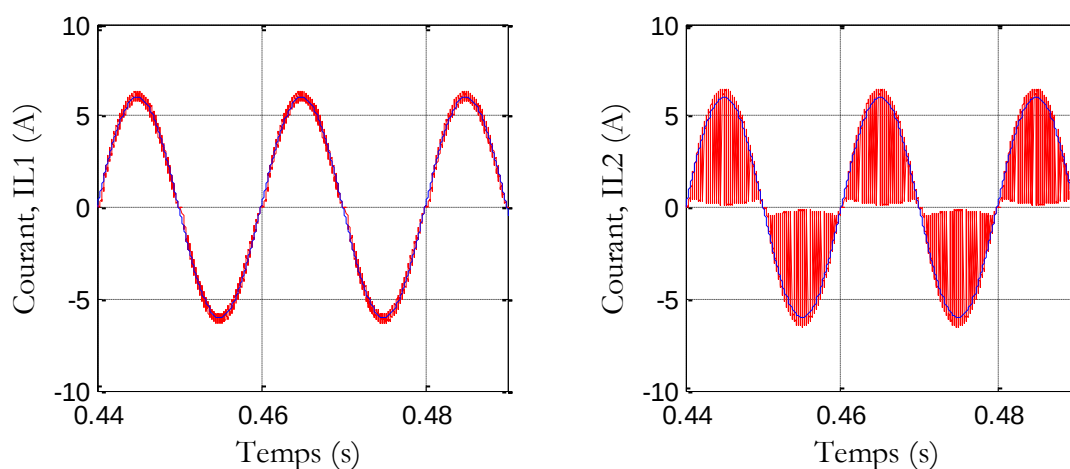


Figure 47 : Courants,  $I_{L1}$  et  $I_{L2}$

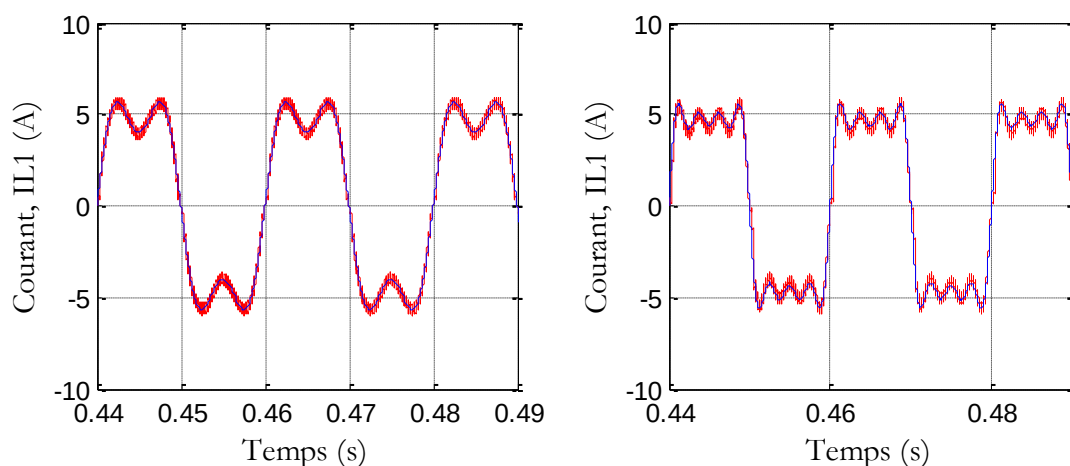


Figure 48 : Courant,  $I_{L1}$  avec injection de l'harmonique de rang 3 (à droite), avec injection des harmoniques de rang 3, 5, 7 (à gauche)

### III.5.4 Redresseur VIENNA pentaphasé

La chaîne de conversion d'énergie est présentée sur la Figure 49. La charge est constituée d'un onduleur triphasé et d'un réseau triphasé. Comme il a été souligné au paragraphe III.4, la tension du bus continu est régulée côté réseau et l'étude est focalisée beaucoup plus sur l'ensemble « génératrice pentaphasée – VIENNA pentaphasé » (plus précisément sur les boucles internes de courant).

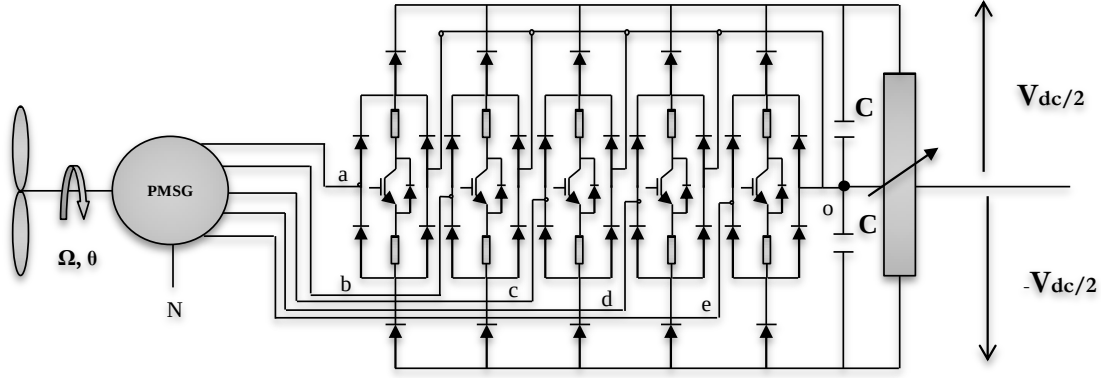


Figure 49 : Chaîne de conversion d'énergie à base de la topologie VIENNA

#### III.5.4.1 Modèle en vue de la simulation de l'ensemble « génératrice pentaphasée – VIENNA pentaphasé »

Contrairement au redresseur MLI classique, le modèle équivalent du redresseur VIENNA est un peu complexe. L'établissement du modèle équivalent du VIENNA nécessite la connaissance des états de conduction de chaque diode (Figure 49). Dans le chapitre II la stratégie de commande adoptée en mode normal impose que les vecteurs courant et FEM soient colinéaires. Dans ce cas, on peut ne pas tenir compte des états de conduction de chaque diode du VIENNA. Le modèle équivalent de l'ensemble « génératrice pentaphasée – VIENNA pentaphasé » devient simple.

Dans le cas où le neutre de la machine est isolé, la relation qui lie les tensions simples de la génératrice aux tensions de sortie du redresseur peut se mettre sous la forme :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \end{bmatrix} = \frac{1}{5} \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1 - S_a)\text{sign}(i_a) \\ (1 - S_b)\text{sign}(i_b) \\ (1 - S_c)\text{sign}(i_c) \\ (1 - S_d)\text{sign}(i_d) \\ (1 - S_e)\text{sign}(i_e) \end{bmatrix} + \frac{1}{5} (E_a + E_b + E_c + E_d + E_e) [I_5] \quad (\text{III} - 43)$$

Posons :

$$[S_{TV}] = \begin{bmatrix} (1 - S_a)\text{sign}(i_a) \\ (1 - S_b)\text{sign}(i_b) \\ (1 - S_c)\text{sign}(i_c) \\ (1 - S_d)\text{sign}(i_d) \\ (1 - S_e)\text{sign}(i_e) \end{bmatrix} \quad (\text{III} - 44)$$

Le modèle électrique de l'ensemble « génératrice – redresseur VIENNA pentaphasé » peut se mettre sous la forme suivante :

$$[E] = [R][I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + [T_T][S_{TV}] \frac{V_{dc}}{2} + \frac{1}{5} (E_a + E_b + E_c + E_d + E_e)[I_5] \quad (\text{III - 45})$$

Dans le cas où le neutre de la machine est relié au point milieu du bus continu, l'équation (IV - 43) devient :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} (1 - S_a)\text{sign}(i_a) \\ (1 - S_b)\text{sign}(i_b) \\ (1 - S_c)\text{sign}(i_c) \\ (1 - S_d)\text{sign}(i_d) \\ (1 - S_e)\text{sign}(i_e) \end{bmatrix} \quad (\text{III - 46})$$

Le modèle électrique de l'ensemble « génératrice – redresseur VIENNA pentaphasé » peut donc se mettre sous la forme suivante :

$$[E] = [R][I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + [S_{TV}] \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{III - 47})$$

La Figure 50 illustre la structure de commande élaboré dans le référentiel abcde pour la régulation des courants dans le cas du redresseur VIENNA pentaphasé. Contrairement au redresseur MLI, la génération de la MLI impose d'avoir pour grandeur de commande deux porteuses. Une porteuse positive pour l'alternance positive et une porteuse négative pour l'alternance négative. Les entrées de validation constituées des références de courant permettent de valider l'envoi de la MLI pendant l'alternance positive et l'alternance négative.

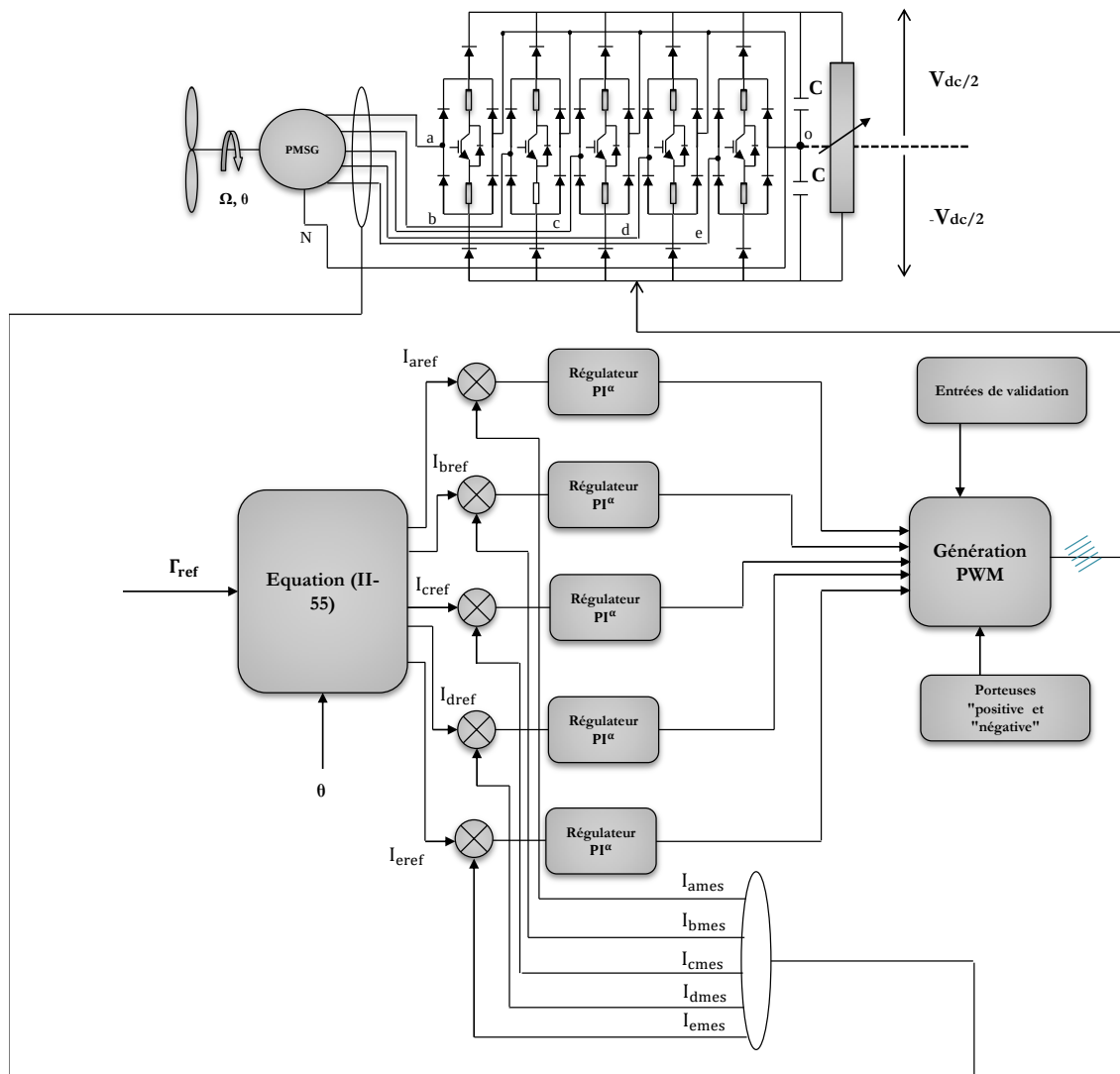


Figure 50 : Structure de commande dans le référentiel abcde, Redresseur VIENNA pentaphasé

### III.5.4.2 Résultats de simulation

Les mêmes paramètres de simulation utilisés au paragraphe III.4 sont reconduits. La Figure 51 montre les résultats de simulation obtenus avec le redresseur VIENNA pentaphasé. Comme au paragraphe III.4, un bon suivi des références de courant est assuré par le régulateur fractionnaire et aucune oscillation n'est observée sur le couple électromagnétique hormis l'effet de découpage. En simulation, que le neutre de la machine soit isolé ou non (FEM homopolaire non exploitée), les résultats sont les mêmes.

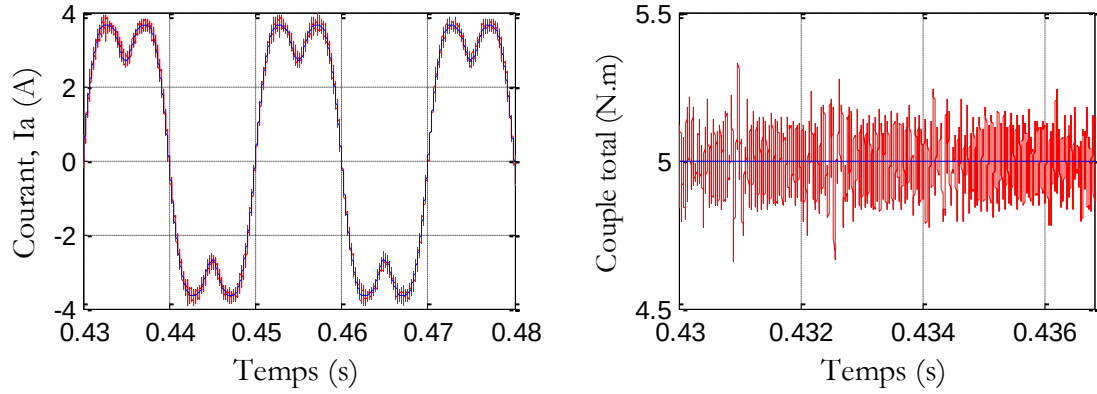


Figure 51 : Courant dans la phase *a* (gauche) et couple électromagnétique total (droite), exploitation de l'harmonique de rang 7 de la FEM, VIENNA pentaphasé

### III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, le contrôle par régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  des boucles internes de courant de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur MLI pentaphasé » a été effectué. Deux topologies de convertisseur ont été investiguées : le redresseur MLI pentaphasé et le redresseur VIENNA pentaphasé. L'étude a été focalisée sur les boucles internes de courant. Les résultats de simulation montrent les performances acquises grâce à l'utilisation du régulateur fractionnaire. Un bon suivi des références de courant non constantes et un rejet de perturbation, dans tous les référentiels où la commande est faite, est assuré par ce dernier.

Néanmoins des difficultés majeures sont à noter pour le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  et parmi celles-ci, on peut citer :

- le réglage optimal des paramètres  $k_p, k_i, \alpha$ ,
- la mise en œuvre dans des bancs expérimentaux lorsque l'ordre de l'approximation du régulateur fractionnaire est très élevé devient complexe surtout pour les systèmes polyphasés.

De nos jours, les méthodes analytiques pour la détermination des paramètres du régulateur fractionnaire proposées dans la littérature montrent leur limite surtout lorsque le système à commander est non-linéaire. Suivant les méthodes analytiques, les performances en régime transitoire diffèrent comme montré dans [Yer09]. Les méthodes de détermination des paramètres du régulateur fractionnaire les plus répandues dans la littérature sont celles basées sur les méthodes d'optimisation.



En fonctionnement normal, le problème se pose peu pour la détermination des paramètres du régulateur fractionnaire car de plus en plus des techniques de linéarisation des systèmes non-linéaires commencent à se développer. Par contre en fonctionnement dégradé, suite à l'ouverture d'une phase ou de plusieurs phases, la difficulté pour déterminer les paramètres  $k_p, k_i, \alpha$  s'accroît à cause de la complexité d'établir des modèles moyens du convertisseur en vue de la commande.

En définitive, il dénote que le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$ , bien que ses performances soient montrées, admet quelques limites. Dans le cas des systèmes polyphasés, sa mise en œuvre expérimentale reste très délicate à cause de la complexité de l'algorithme de commande à développer. La réalisation est possible à condition que l'ordre du régulateur fractionnaire ne soit pas très élevé. Si tel n'est pas le cas, le traitement de la saturation devient très complexe. Pour le PI classique (ordre égal à 1) le traitement de la saturation est très simple.

Pour toutes les raisons évoquées, on lui préfère le modulateur régulateur de courant (MRC) qui est un régulateur analogique de type non-linéaire [Cla99a][Cla99b]. Ce régulateur est très robuste et très peu sensible aux paramètres du système à commander et son utilisation ne nécessite pas la connaissance du modèle du système à commander [Cla09], ce qui est un atout majeur pour le fonctionnement en mode dégradé. Un autre avantage est sa simplicité de mise en œuvre expérimentale.

## **CHAPITRE IV : Commande par Régulateur Auto-Oscillant (MRC) de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur AC/DC »**

---

## IV.1 Introduction

Ce chapitre présente la commande par régulateur auto-oscillant (MRC) de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur AC/DC ». Le régulateur fractionnaire utilisé dans le chapitre III est remplacé par le régulateur auto-oscillant (MRC). Ce chapitre a un double objectif. D'une part la validation des stratégies de commande élaborées en mode normal en utilisant le régulateur auto-oscillant (MRC) et d'autre part la description des bancs expérimentaux réalisés sur lequel toutes les lois de commande ont été implantées et validées.

## IV.2 Régulateur auto-oscillant : Modulateur Régulateur de Courant

Les techniques de modulation d'impulsion sont utilisées pour la commande en courant ou en tension des convertisseurs statiques de puissance. Parmi ces techniques, on peut citer, la MLI naturelle, la MLI régulière symétrique, la MLI régulière asymétrique, la MLI à élimination d'harmoniques, la MLI à hystérésis etc...

Une classification de ces techniques de modulation d'impulsion et une comparaison de leurs principales performances ont été faites dans [Oli06] comme le montre le tableau suivant :

| Technique de modulation            | Symétrique, Asymétrique,...                                                                               | Hystérésis                                                                                                  |
|------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Fréquence de commutation           | <ul style="list-style-type: none"><li>• fixe</li></ul>                                                    | <ul style="list-style-type: none"><li>• variable</li><li>• dépend des paramètres du système</li></ul>       |
| Comportement statique et dynamique | <ul style="list-style-type: none"><li>• sous optimal</li><li>• dépend des paramètres du système</li></ul> | <ul style="list-style-type: none"><li>• optimal</li><li>• ne dépend pas des paramètres du système</li></ul> |

Tableau 7 : Comparaison de quelques techniques de modulation d'impulsion [Oli06]

Les MLI classiques (symétrique, asymétrique) sont souvent associées à des régulateurs de types linéaires. Ces derniers sont très sensibles à la variation des paramètres du système. Une solution est l'utilisation des régulateurs de types non-linéaires et l'un des plus répandus est le régulateur non-linéaire à MLI hystérésis. Cette dernière permet d'obtenir, au niveau de la boucle interne de courant, des propriétés de robustesse importantes et une dynamique plus rapide [Oli06]. L'inconvénient, avec ce type de MLI, est la non maîtrise de la fréquence maximale de commutation des composants actifs

commandables qui dépend fortement des paramètres du système qui sont parfois très mal connus. L'équation suivante montre la fréquence maximale de commutation [Oli06] :

$$f_m = \frac{V_{dc}}{4Lb} \quad (IV - 1)$$

Où  $V_{dc}$  est la tension du bus continu,  $b$  est la largeur d'hystérésis et  $L$  est l'inductance de la charge.

Afin de pallier à cela des améliorations ont été apportées dans [Bod01][Ho09][Kan01].

Dans ce contexte, un régulateur auto-oscillant connu sous le nom de Modulateur Régulateur de Courant (MRC) a été développé au Laboratoire IREENA [Cla99a] et a fait l'objet d'un brevet [Cla02]. Le MRC est un régulateur analogique à très haute dynamique (bande passante très large). Les performances de ce régulateur ont été montrées à travers plusieurs applications (convertisseurs DC/AC pour le contrôle du courant dans une charge inductive [Cla99b], convertisseurs AC/DC [Die14b] et émulation des charges actives [Oli06]). Son principe met en jeu deux fonctions de base : la régulation du courant en basses fréquences et le contrôle de la fréquence de commutation en hautes fréquences. Son étude complète a été faite dans [Cla99a][Cla09] et les performances obtenues sont les suivantes :

- très grande dynamique (bande de passante très large),
- contrôle performant de la fréquence maximale de commutation,
- très faible sensibilité par rapport aux paramètres de la charge,
- bonne stabilité du MRC,
- faible THD au niveau des courants.

Dans la suite nous rappelons le principe de fonctionnement du MRC. La Figure 52 montre le synoptique de base du MRC dans sa version minimale. L'application visée est le contrôle du courant d'une charge inductive alimentée par un convertisseur DC/AC.

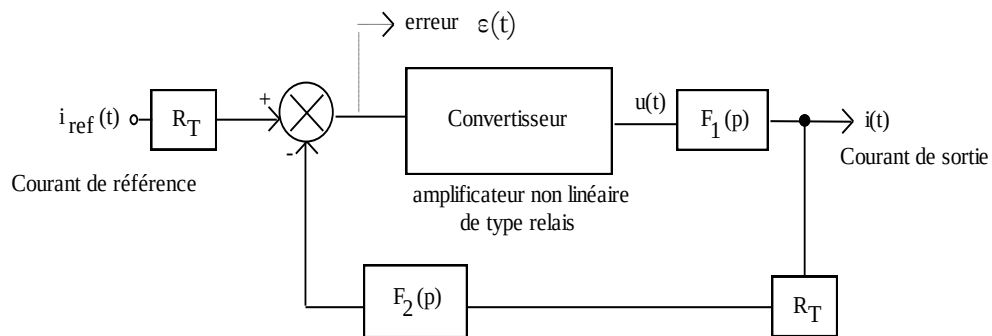


Figure 52 : Synoptique de base du régulateur auto-oscillant (MRC) [Cla09]

Les fonctions de transfert  $F_1(p)$  et  $F_2(p)$  sont données par [Cla99] :

$$F_1(p) = \frac{I(p)}{U(p)} = \frac{1}{R+Lp} = \frac{1}{R} \frac{1}{1+\tau_1 p} \quad (\text{IV - 2})$$

$$F_2(p) = \frac{1}{1+2\xi p\omega_0+p^2/\omega_0^2} \quad (\text{IV - 3})$$

Où  $L$  est l'inductance de la charge,  $R$  est la résistance de la charge,  $\xi$  est le coefficient d'amortissement et  $\omega_0$  est la pulsation propre du filtre  $F_2(p)$ .

Les fonctions de transfert  $F_1(p)$ ,  $F_2(p)$  et  $R_T$  représentent respectivement la fonction de transfert de la charge, la fonction de transfert d'un filtre passe-bas de second ordre et la fonction de transfert du capteur de courant. L'état du convertisseur dépend de l'erreur  $\varepsilon(t)$ . Si l'erreur  $\varepsilon(t)$  est positive, la sortie du convertisseur  $u(t)$  est positive. Si l'erreur  $\varepsilon(t)$  est négative, la sortie  $u(t)$  du convertisseur est négative. Le filtre  $F_2$  est calculé de telle sorte que le système entre volontairement en oscillation. La fréquence d'oscillation obtenue représente la fréquence maximale de commutation. Il a été montré que le système entre en oscillation lorsqu'une rotation de phase de  $-180^\circ$  est introduite par les filtres  $F_1(p)$  et  $F_2(p)$ . La fréquence propre  $f_0$  du filtre  $F_2$  est supérieure à la fréquence de coupure du filtre  $F_1$  de telle sorte qu'à la fréquence d'oscillation, le déphasage introduit par ce dernier soit presque égale à  $-90^\circ$ . A la fréquence d'oscillation le déphasage introduit par le filtre  $F_2$  est tout aussi proche de  $-90^\circ$ . Le détecteur d'erreur introduit une rotation de phase de  $180^\circ$  sur le signal à la sortie du filtre  $F_2$ . Par conséquent, le déphasage introduit par l'ensemble détecteur d'erreur et filtres est nul. En remplaçant le convertisseur par un amplificateur linéaire et en considérant son gain positif, il a été montré que l'expression de la fréquence d'oscillation peut se mettre sous la forme [Cla99][Cla09] :

$$\frac{f_{osc}}{f_0} = \sqrt{1 + \frac{2\xi}{\omega_0 \tau_1}} = \sqrt{1 + 2\xi \frac{f_c}{f_0}} \quad (\text{IV - 4})$$

La fréquence propre du filtre  $F_2$  est très supérieure à la fréquence de coupure du filtre  $F_1$  (les constantes de temps électriques étant de l'ordre de la milliseconde). En conséquence, même si  $\xi$  n'est pas très faible (de l'ordre de 0.5 à 1) la fréquence d'oscillation est très proche de la fréquence propre du filtre  $F_2$ . En d'autres termes, une variation des paramètres de la charge n'a que très peu d'incidence sur la fréquence d'oscillation. Les résultats obtenus ont montré que dans le cas où le convertisseur est remplacé par un amplificateur non linéaire de type relais, la fréquence propre du filtre  $F_2$  bride la fréquence maximale de commutation de l'étape non linéaire [Cla09].

Dans le cas où l'inductance de charge est très faible ou si la tension du bus continu est très faible, il existe une petite erreur statique entre la consigne et la mesure. Pour

éliminer cette erreur statique, la valeur du gain de la chaîne directe est augmentée en basse fréquence en insérant dans la chaîne directe un filtre  $F_3$  comme montré par la Figure 53.

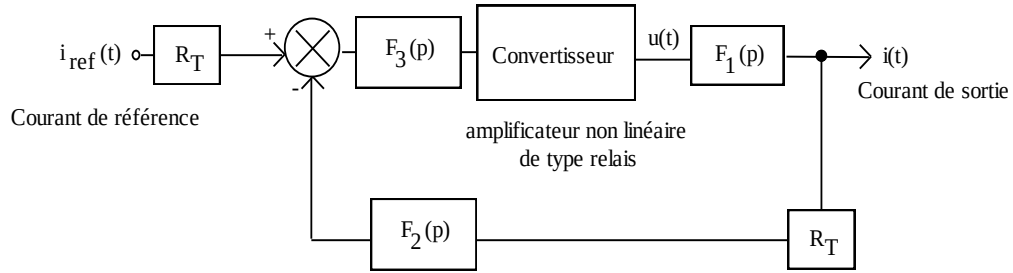


Figure 53 : Synoptique de base du régulateur auto-oscillant (MRC) avec correcteur d'erreur statique [Cla09]

La fonction de transfert du filtre  $F_3$  est donnée par [Cla99][Cla09] :

$$F_3(p) = \frac{\tau_3}{\tau_2} \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_3 p} \quad (\text{IV} - 5)$$

Le filtre  $F_3$  relève de 15 dB le gain en continu et ce sur une bande de quelques centaines de Hertz, ce qui est grandement suffisant pour toute application du génie électrique [Cla05].

Tous les paramètres du modulateur ont été calculés et donnés dans [Cla99a]. Sa stabilité et sa linéarité ont été montrées dans [Cla09]. La Figure 54 montre la première version du Modulateur Régulateur de Courant réalisé où la fréquence propre du Filtre  $F_2$  pouvait être commandée.

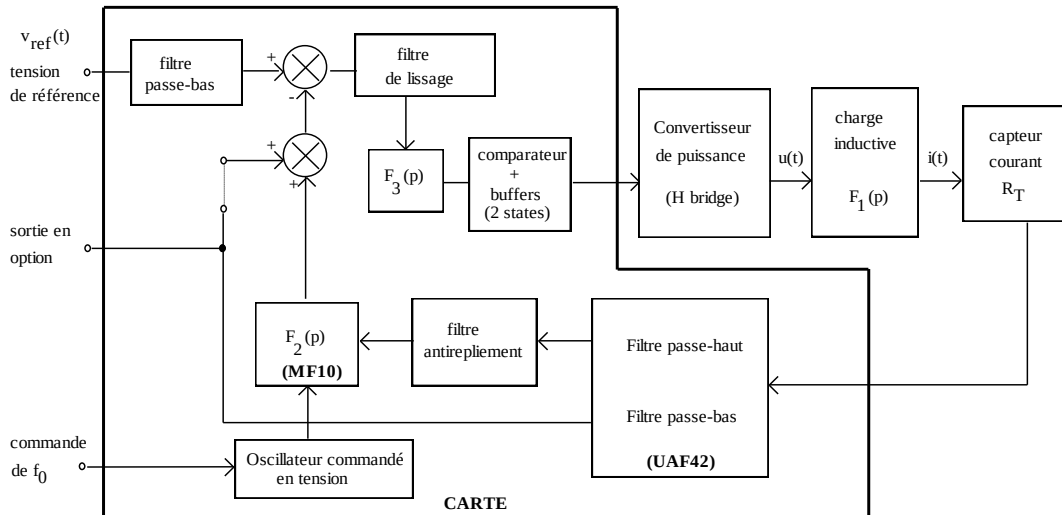


Figure 54 : Première version du MRC [Cla09]

### IV.3 Commande par régulateur auto-oscillant du redresseur VIENNA monophasé avec cellule classique et cellule améliorée

L'objectif de ce premier banc expérimental est de tester quelques stratégies de commande pour pouvoir réaliser et valider progressivement les autres bancs expérimentaux en passant du monophasé au pentaphasé.

Etant donné que la topologie du redresseur VIENNA monophasé est fortement non-linéaire et l'établissement du modèle moyen du convertisseur en vue de la commande complexe, nous proposons de substituer le régulateur fractionnaire développé dans le chapitre III par le régulateur auto-oscillant (Modulateur Régulateur de Courant).

Le diagramme synoptique de commande par régulateur auto-oscillant du redresseur VIENNA monophasé est montré sur la Figure 55.

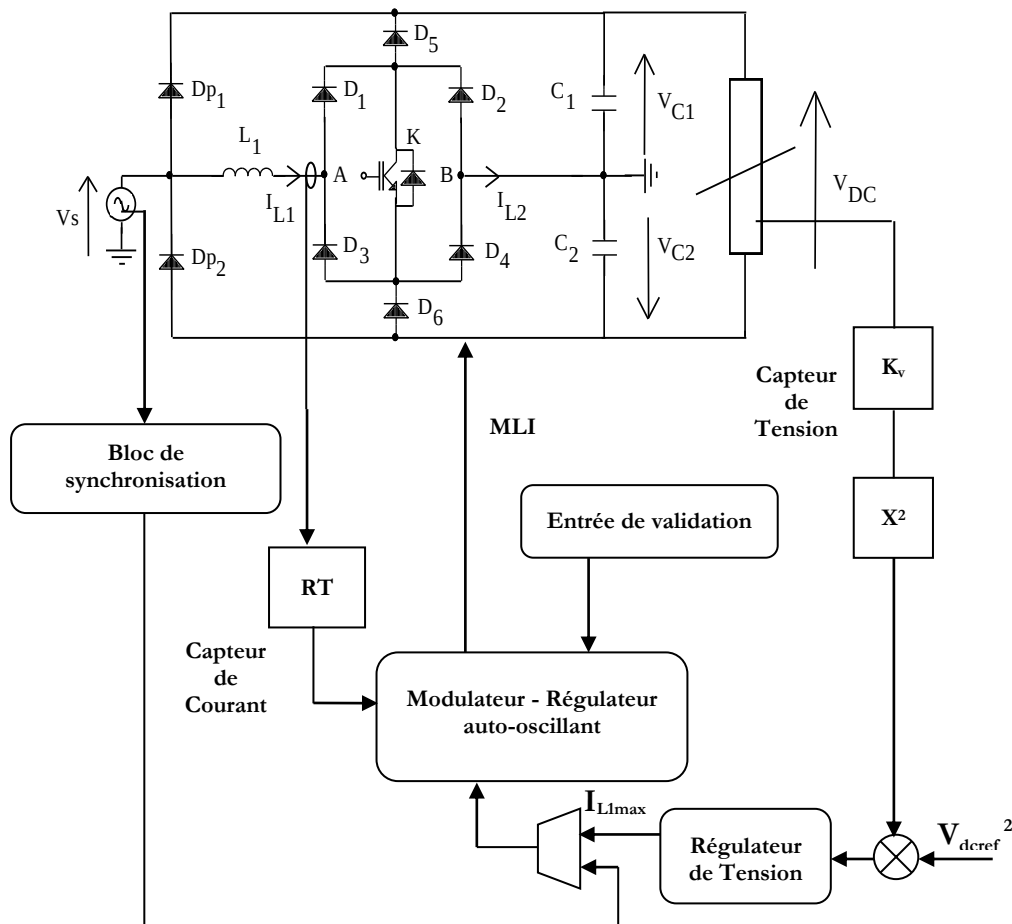


Figure 55 : Schéma synoptique de commande par régulateur auto-oscillant (MRC) du redresseur VIENNA monophasé

La boucle interne est constituée d'un régulateur analogique pour le contrôle du courant de réseau (courant alternatif) et d'un bloc de synchronisation. La stratégie de commande consiste à maximiser la puissance débitée par le réseau et de ce fait le courant

du réseau doit être en phase avec la tension du réseau. Cette fonction est assurée par le bloc de synchronisation. Ce dernier permet aussi de reconstituer la référence du courant à l'entrée du bloc régulateur de courant. La stratégie de contrôle du courant du réseau se base sur le principe de la minimisation du THD et la maximisation du PFC. Le régulateur de courant doit alors garantir le suivi de la référence de courant sans atténuer le signal, ni introduire de déphasage.

La boucle externe est constituée d'un régulateur numérique pour le contrôle de la tension du bus continu et d'un filtre réjecteur de bande. Pour avoir une dynamique rapide du régulateur de tension, sa bande passante doit être suffisante. Or, au-delà d'une certaine valeur de la bande passante, la composante  $2\omega_{BF}$  due à la puissance fluctuante produirait une ondulation à la même fréquence sur la consigne d'amplitude de courant [Ber03]. Cette dernière multipliée avec la sinusoïde de référence normalisée et synchronisée avec le réseau fournirait une référence de courant instantanée présentant une distorsion d'autant plus élevée que l'on essaierait de rendre la tension du bus continu parfaitement constante avec une bande passante élevée [Ber03]. Pour l'obvier, un filtre réjecteur de bande à  $2\omega_{BF}$  est rajouté au régulateur de tension.

#### **IV.3.1 Contrôle de la boucle interne de courant**

Concernant la cellule de puissance du redresseur VIENNA monophasé, il y a une seule bobine  $L_1$  dont la valeur est égale à 3 mH [Bor07].

Les valeurs des paramètres sont donnés par :

$f = 50$  Hz,  $V_{seff} = 70$  V (tension du réseau réduite),  $I_{L1max} = 6$  A (référence de courant maximale),  $C_1 = C_2 = 2200\mu F$  (condensateurs du bus DC),  $R_L = 298 \Omega$  (charge de type résistive).

##### **IV.3.1.1 Banc d'essai logiciel**

Dans un premier temps l'étude se focalise sur la boucle interne de courant. Le logiciel Matlab-Simulink est utilisé pour les simulations. La fréquence propre du filtre  $F_2$  est fixée à 20 kHz. Les Figures 56, 57 et 58 montrent un bon suivi des références de courant pour différentes valeurs de l'inductance  $L_1$ .

Sur la Figure 56 (à droite), l'ondulation du courant augmente un peu mais on observe un bon suivi de la référence de courant. Le courant  $I_{L2}$  est en permanence en



conduction discontinue (Figure 57). En rajoutant une inductance entre le point B et le point milieu des condensateurs (Figure 43), l'amplitude des raies diminue (Figure 58).

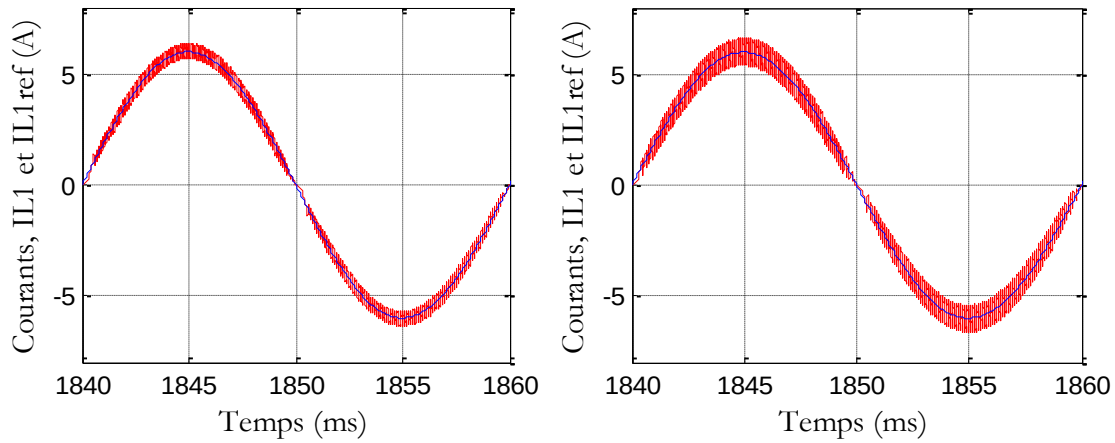


Figure 56 : Courants,  $I_{L1}$  (à gauche,  $L_1=3$  mH) et  $I_{L1}$  (à droite,  $L_1=1.5$  mH), régulateur auto-oscillant MRC

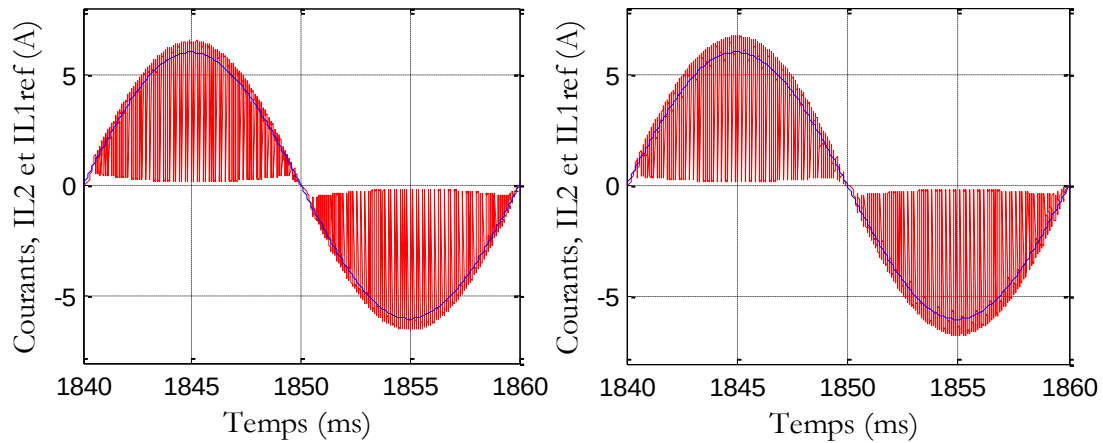


Figure 57 : Courants,  $I_{L2}$  (à gauche,  $L_1=3$  mH) et  $I_{L2}$  (à droite,  $L_1=1.5$  mH), régulateur auto-oscillant MRC

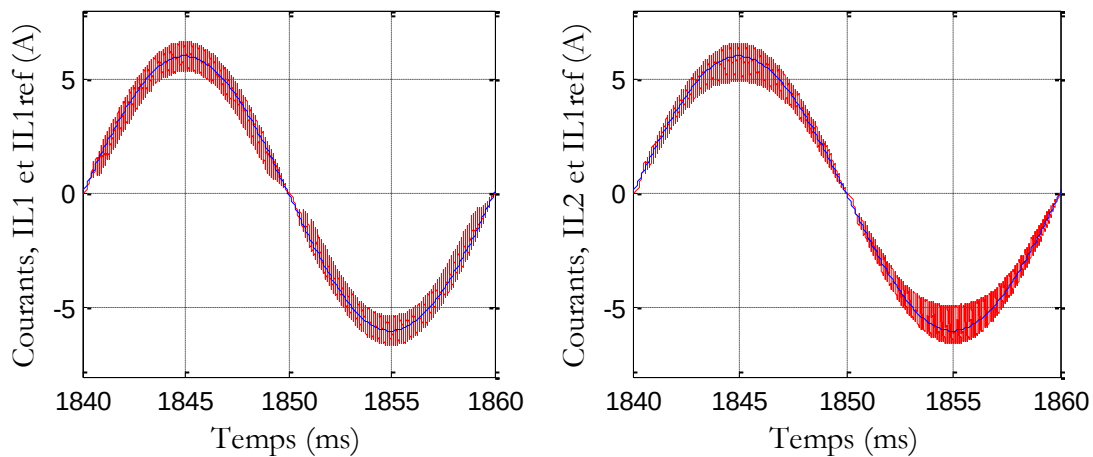


Figure 58 : Courants,  $I_{L1}$  (à gauche) et  $I_{L2}$  (à droite), rajout d'une inductance entre le point B et le point milieu des condensateurs

#### IV.3.1.2 Banc d'essai expérimental

Le prototype expérimental est composé d'un dispositif numérique et d'une cellule de puissance. La cellule de puissance en Figure 59(a) est constituée d'un IGBT (IRG4PH40PbF) et de 8 diodes de puissance (STTH3012W). La référence de courant alternatif est synchronisée avec la tension du réseau grâce à un circuit « Filtre Numérique Universel » (Figure 59(b)). Les mesures de courant sont faites grâce à des capteurs LEM LA25-NP (Figure 59(d)). Les tensions de sortie sont mesurées avec des sondes différentielles METRIX MX9003. Le relevé des mesures de courant est fait à l'oscilloscope (Figure 59(c)).

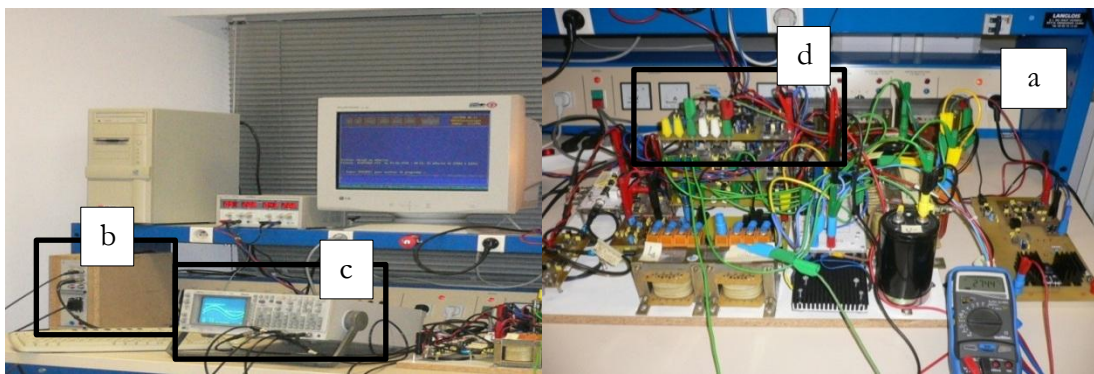
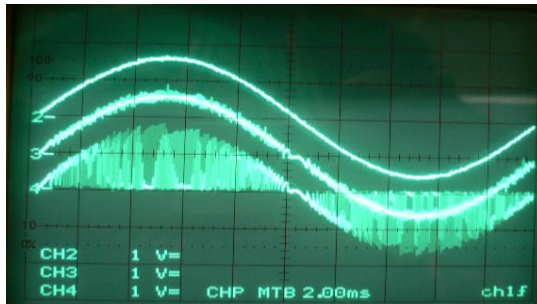
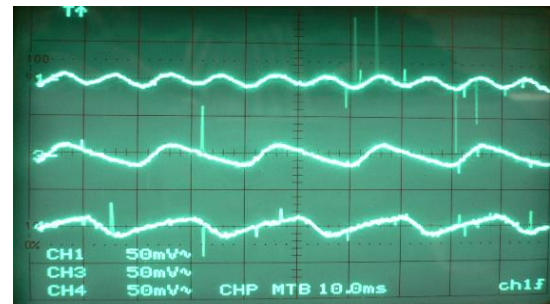


Figure 59 : Prototype expérimental, redresseur VIENNA monophasé

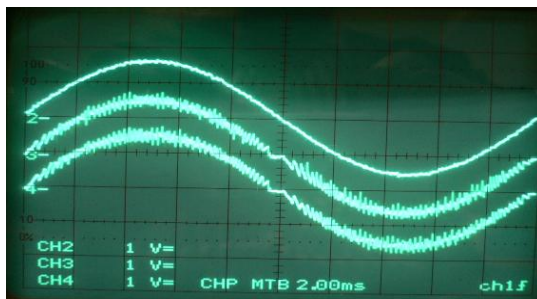


60(a) Courants  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ,  $I_{L1ref}$

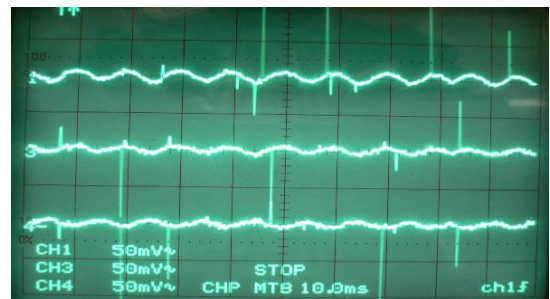


60(b) Tensions  $V_{dc}$ ,  $V_{C1}$  et  $V_{C2}$

Figure 60 : Résultats expérimentaux, redresseur VIENNA monophasé



61(a) Courants  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ,  $I_{L1ref}$



61(b) Tensions  $V_{dc}$ ,  $V_{C1}$  et  $V_{C2}$

Figure 61 : Résultats expérimentaux, rajout d'une inductance côté point milieu des condensateurs

Nous observons une bonne concordance entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux. Sur les Figures 60(a) et 61(b), la première courbe représente le courant de référence généré à partir de la tension du réseau grâce au « FNU » qui les synchronise. Avec un bon suivi de la référence assuré par le MRC (Figures 60(a) et 61(a), courbe 1 et courbe 2), la tension du réseau et le courant mesuré sont en phase. En rajoutant une inductance du côté point milieu des condensateurs, le courant  $I_{L2}$  est bien filtré (Figures 60(a) et 61(a) (courbe 3)) et la fréquence de l'ondulation de la tension aux bornes de chaque condensateur change et devient égale à 100 Hz correspondant à  $2*f$  (Figures 60(b) et 61(b)).

### IV.3.2 Contrôle de la boucle externe de tension

En supposant que le déphasage entre la tension et le courant du réseau est nul grâce au régulateur auto-oscillant, la boucle interne de courant peut être modélisée par un gain unitaire. Le nouveau système à contrôler possède comme entrée le courant  $I_{L1refmax}$  qui permettra de reconstituer le courant de référence de la boucle de courant en s'appuyant sur le module de synchronisation. La tension du bus continu  $V_{dc}$  constitue la sortie du nouveau système. En considérant la source d'entrée comme un générateur de puissance, on distingue deux approches. La première approche est basée sur le contrôle de la tension du bus DC ( $V_{dc}$ ). La deuxième approche est basée sur le contrôle du carré de la tension du bus DC ( $V_{dc}^2$ ).

En négligeant les pertes et en égalisant les expressions des puissances instantanées côtés source et charge on obtient :

$$V_{smax} I_{L1max} (\sin \omega t)^2 \approx C_{eq} V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (IV - 6)$$

Cette relation peut se mettre sous la forme :

$$V_{smax} I_{L1max} \left( \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} \right) \approx C_{eq} V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (IV - 7)$$

L'action du correcteur consiste à maintenir constante la valeur moyenne de la tension du bus continu et d'agir en très basse fréquence. On obtient alors :

$$\frac{V_{smax} I_{L1max}}{2} \approx C_{eq} V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (IV - 8)$$

#### IV.3.2.1 Régulation de la tension du bus DC ( $V_{dc}$ )

L'équation (IV - 8) revêt un caractère non-linéaire. La linéarisation autour du point de fonctionnement telle que  $V_{dc} = \bar{V}_{dc} + \tilde{v}_{dc}$  et  $I_{L1max} = \bar{I}_{L1max} + \tilde{i}_{L1max}$  permet d'obtenir le modèle en vue de la commande suivant :

$$\tilde{V}_{dc}(s) = \frac{R_L V_{smax}}{4\bar{V}_{dc}} \frac{1}{1 + \frac{R_L C_{eq}}{2}s} \tilde{I}_{L1max}(s) \quad (IV - 9)$$

L'équation (IV - 9) montre que la fonction de transfert est dépendante du point de fonctionnement et des paramètres de la charge  $R_L$  qui peut être linéaire ou non-linéaire, ce qui complexifie la synthèse du régulateur.

#### IV.3.2.2 Régulation du carré de la tension du bus continu DC ( $V_{dc}^2$ )

Cette approche consiste à contrôler le carré de la valeur de la tension du bus DC ( $V_{dc}^2$ ) [Die14b]. Dans ce cas, la charge est considérée comme une perturbation.

En posant  $P_0$  la puissance instantanée transférée à la charge, l'équation (IV - 9) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\frac{V_{smax} I_{L1max}}{2} \approx C_{eq} V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} + P_0 \quad (IV - 10)$$

$$C_{eq} V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \approx \frac{V_{smax} I_{L1max}}{2} - P_0 \quad (IV - 11)$$

En introduisant la variable  $V_{dc}^2$ , l'équation (IV - 11) devient :

$$\frac{C_{eq}}{V_{smax}} \frac{dV_{dc}^2}{dt} \approx I_{L1max} - I_0 \quad (IV - 12)$$

$$\text{Où } I_0 = \frac{2P_0}{V_{smax}}$$

En introduisant l'opérateur de Laplace 's', la fonction de transfert ayant comme sortie  $V_{dc}^2$  est déduite :

$$(V_{dc}^2)(s) = \frac{V_{smax}}{C_{eq}s} (I_{L1max} - I_0) \quad (IV - 13)$$

En considérant  $I_0$  comme une perturbation, les paramètres du régulateur de tension sont déterminés en utilisant la méthode de placement des pôles. Comme il a été souligné auparavant, afin d'éviter que la référence du courant instantanée présente une distorsion, un filtre réjecteur de bande à  $2\omega_{BF}$  est associé au régulateur de tension (correcteur PI). Afin d'assurer l'effet Boost, l'amplitude du courant est bornée à une valeur minimale. Par sécurité, une valeur maximale est aussi introduite. Un bloc anti-saturation est placé dans la chaîne directe. Le schéma global du régulateur de tension est illustré par la Figure 62.

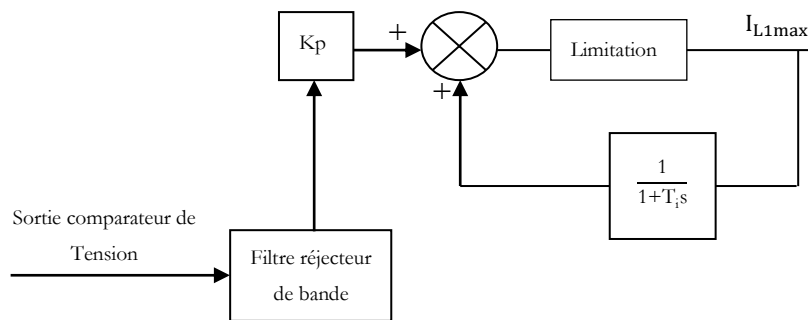


Figure 62 : Synoptique du régulateur de tension

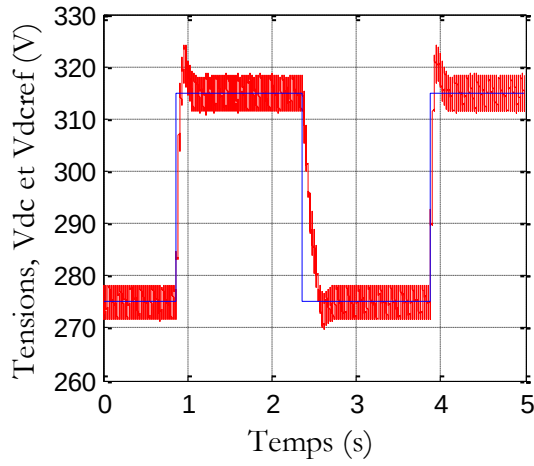
### IV.3.2.3 Résultats Expérimentaux

La structure de régulation de  $V_{dc}^2$  est implantée dans le système Dspace 1103 (Figure 63). La régulation des courants est assurée par le régulateur analogique MRC monophasé. Deux essais sont effectués. Un essai avec des créneaux de tension 275V et 315V (la charge étant linéaire) et un autre avec un impact de charge de 50% à  $t=0.7s$ . L'impact de charge est dû au caractère non-linéaire de la charge qui varie.

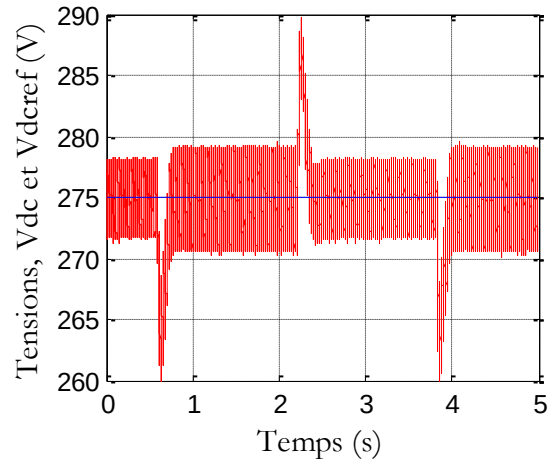


Figure 63 : Evolution du banc expérimental avec rajout du système DSPACE 1103

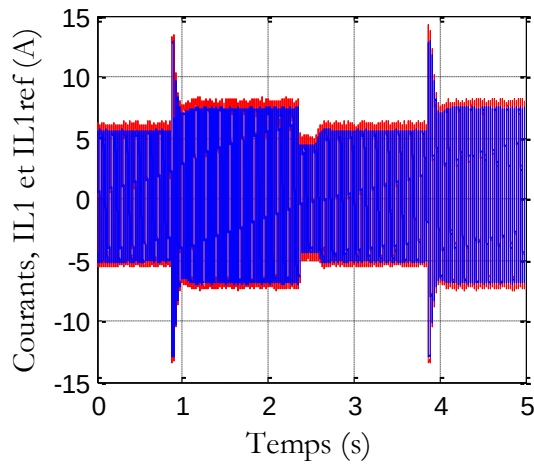
La Figure 64 synthétise les relevés expérimentaux. La stratégie de commande élaborée a permis de réguler la tension du bus continu du VIENNA monophasé. Pour chaque essai effectué la tension du bus continu parvient à se stabiliser (Figure 64(a)(b)). Le courant  $I_{L1}$  mesuré est en phase avec la tension du réseau (Figure 64(e)) validant la stratégie de commande adoptée. Grâce au régulateur auto-oscillant, le courant mesuré est parfaitement en phase avec sa référence (Figure 64(c)(d)). En variant la charge (impact de charge de 50%) qui se traduit par une augmentation ou par une diminution brusque du courant, le rejet de perturbation est bien réalisée avec un léger dépassement ( $<7\%$ , Figure 64(b)).



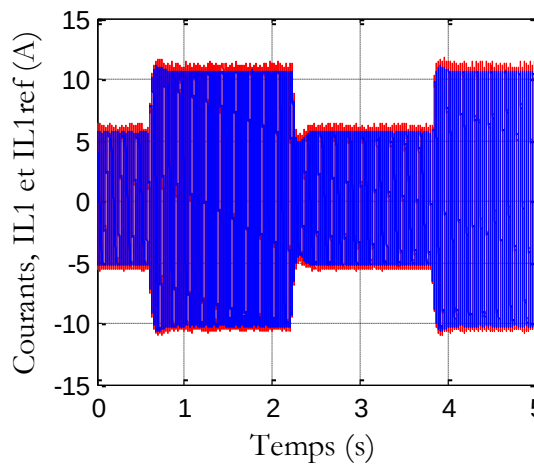
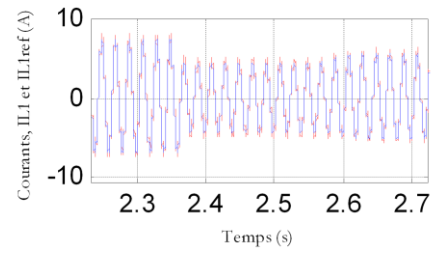
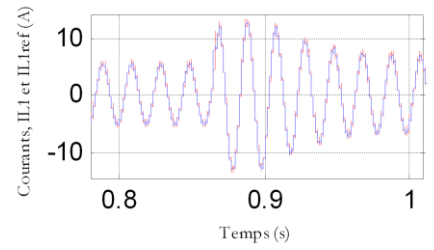
64(a) Tensions, échelon de tension



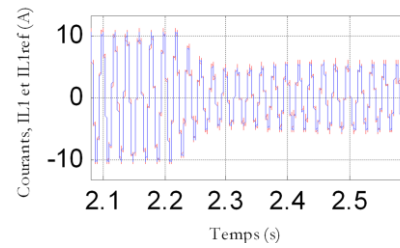
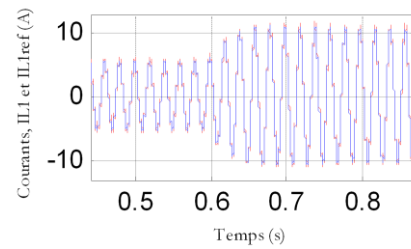
64(b) Tensions, impact de charge

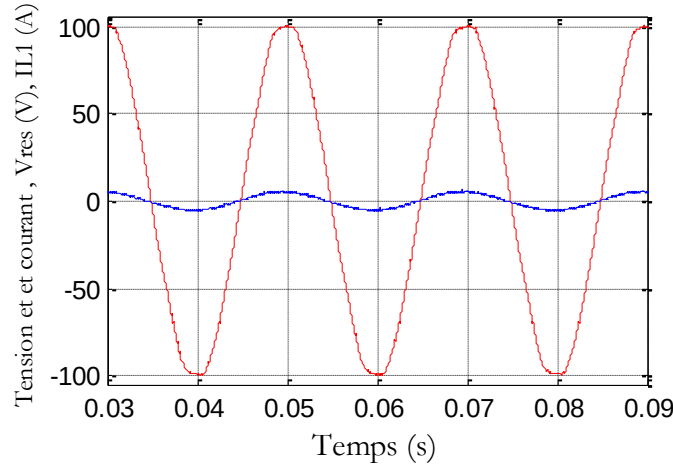


64(c) Courants, échelon de tension



64(d) Courants, impact de charge





64(e) Tension et courant du réseau,  $V_{res}$  et  $I_{L1}$

Figure 64 : Résultats expérimentaux, régulation de tension

#### IV.4 Commande par régulateur auto-oscillant de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé »

Les chaînes de conversion d'énergie sont les mêmes que celles étudiées auparavant. La vitesse de la génératrice est supposée toujours constante (ce qui est le cas de l'application hydrolienne ou les dynamiques des variations des courants marins sont très lentes). L'étude se focalise beaucoup plus sur les performances des boucles internes de courant de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé ». Dans ce cas, du côté charge, les possibilités qui existent sont les suivantes : fonctionnement en mode P-Q, fonctionnement en mode V-f ou dans le cas du fonctionnement en mode V-f, l'ensemble onduleur – charge peut être remplacé par une charge monophasée purement résistive.

En fonctionnement P-Q, la tension du bus continu est régulée côté réseau. Puisque la vitesse de la génératrice est supposée constante, du côté générateur les références de courant sont déterminées en imposant la référence du couple électromagnétique de la génératrice.

En fonctionnement V-f, l'onduleur, se trouvant après le bus continu, se charge du réglage de la tension aux bornes de la charge. Le convertisseur côté génératrice assure le réglage de la tension du bus continu et le transfert de puissance. La vitesse étant supposée constante, le régulateur de la tension du bus continu fournit directement la référence de couple qui permet de calculer les références de courant. La puissance délivrée par la génératrice est imposée par la charge.



Dans ce mode de fonctionnement V-f, étant donné que l'étude se focalise sur la partie amont de la chaîne de conversion d'énergie, l'ensemble onduleur – charge peut être considéré comme une charge purement résistive ( $R_L$ ).

Afin de mieux appréhender le comportement des boucles internes de courant pour les différentes stratégies de commande élaborées, la tension du bus continu est maintenue constante. Le contrôle de la tension du bus continu est réalisé côté générateur grâce au pilotage du couple électromagnétique de la génératrice pentaphasée. Deux boucles de régulation sont constituées (Figures 65 et 66) :

- une boucle externe pour la régulation de la tension du bus continu en utilisant un régulateur PI classique,
- une boucle interne pour la régulation des courants suivant le référentiel abcde en utilisant le MRC.

#### IV.4.1 Stratégie de commande de la tension du bus continu

Dans cette partie une stratégie de commande pour maintenir la tension du bus continu constante est élaborée.

Soit  $P$  la puissance électromagnétique de la génératrice,  $P_{dc}$  la puissance reçue par le condensateur équivalent  $C_{eq}$ ,  $V_{dc}$  la tension aux bornes des condensateurs et aux bornes de la charge,  $I_c$  le courant traversant le condensateur équivalent et  $P_{ch}$  la puissance disponible aux bornes de la charge, alors en négligeant toutes les pertes et en appliquant le principe de la conservation de puissance, nous pouvons écrire :

$$P \approx P_{dc} + P_{ch} \approx V_{dc} I_c + P_{ch} \quad (IV - 14)$$

En explicitant le couple électromagnétique de la génératrice et le courant traversant le condensateur, la relation suivante est déduite :

$$C_{eq} V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \approx \Gamma \Omega - P_{ch} \quad (IV - 15)$$

En appliquant la méthode d'établissement des fonctions de transfert élaborées dans le paragraphe IV.3.2.2, la fonction de transfert du système ayant comme sortie  $V_{dc}^2$  et comme entrée  $\Gamma$  est déduite :

$$(V_{dc}^2)(s) = \frac{2\Omega}{C_{eq}s} (\Gamma - \Gamma_0) \quad (IV - 16)$$

$$\text{Où } \Gamma_0 = \frac{P_{ch}}{\Omega}$$

$\Gamma_0$  est considéré comme une perturbation lors de la synthèse du régulateur de tension.



Dans le cas où le neutre de la machine n'est pas relié au point milieu du bus continu et que l'on néglige les harmoniques de perturbation de la FEM (dans notre cas l'harmonique de rang 7), l'expression du carré de la tension du bus continu peut être écrite directement en fonction de l'amplitude maximale du fondamental du courant (génératrice principale).

En négligeant l'harmonique de rang 7 de la FEM, le spectre des références de courant est réduit au fondamental et à l'harmonique de rang 3. On montre que l'expression de la puissance électromagnétique est donnée par :

$$P = [E]^t[I] = \frac{5}{2}(E_m I_m + E_s I_s) \quad (IV - 17)$$

Avec  $E_m, E_s$  étant respectivement l'amplitude maximale du fondamental de la FEM (génératrice principale) et de l'harmonique de rang 3 de la FEM (génératrice secondaire).

Avec  $I_m, I_s$  étant respectivement l'amplitude maximale du fondamental du courant (génératrice principale) et de l'harmonique de rang 3 du courant (génératrice secondaire).

En adoptant la même démonstration l'équation (IV - 16) peut être réécrite sous la forme :

$$(V_{dc})^2(s) = \frac{5E_m(1+x^2)}{C_{eq}s} (I_m - I_0) \quad (IV - 18)$$

Avec  $x = \frac{I_s}{I_m} = \frac{E_s}{E_m}$  (stratégie de commande à pertes Joule minimales)

Les structures de commande des deux convertisseurs sont présentées sur les Figures 65 et 66.

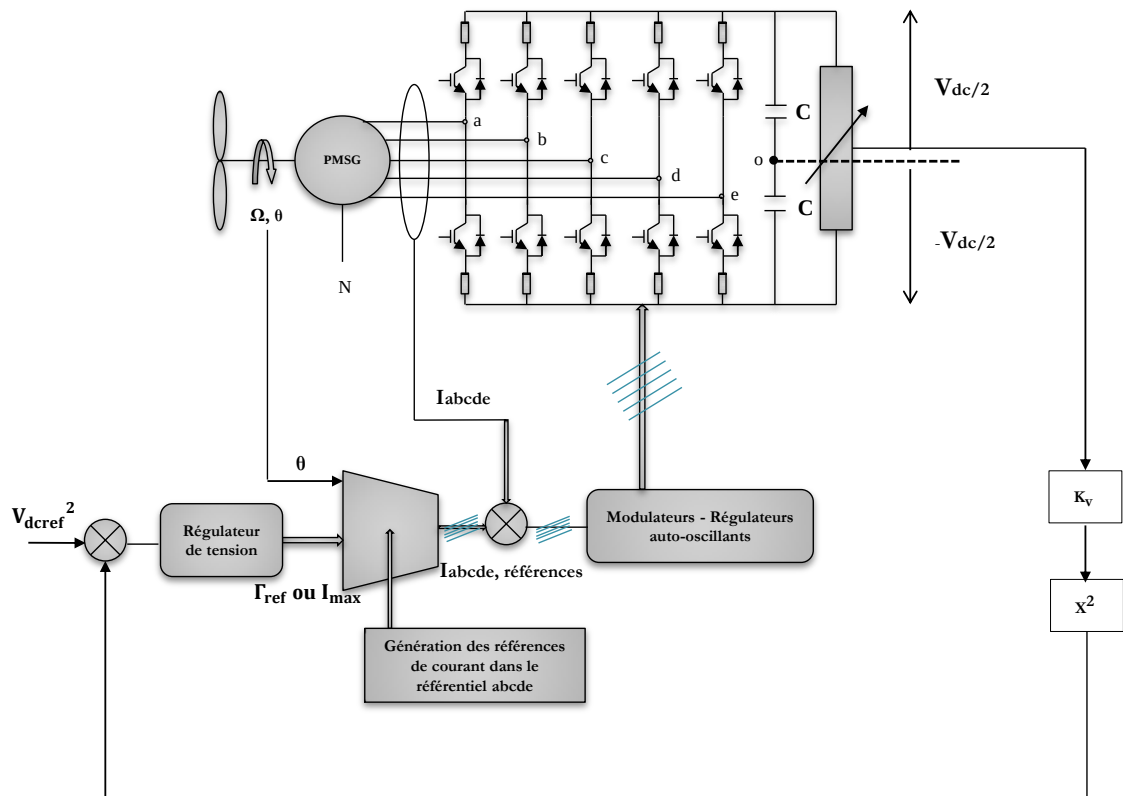


Figure 65 : Structure de commande avec régulateur auto-oscillant, Redresseur MLI

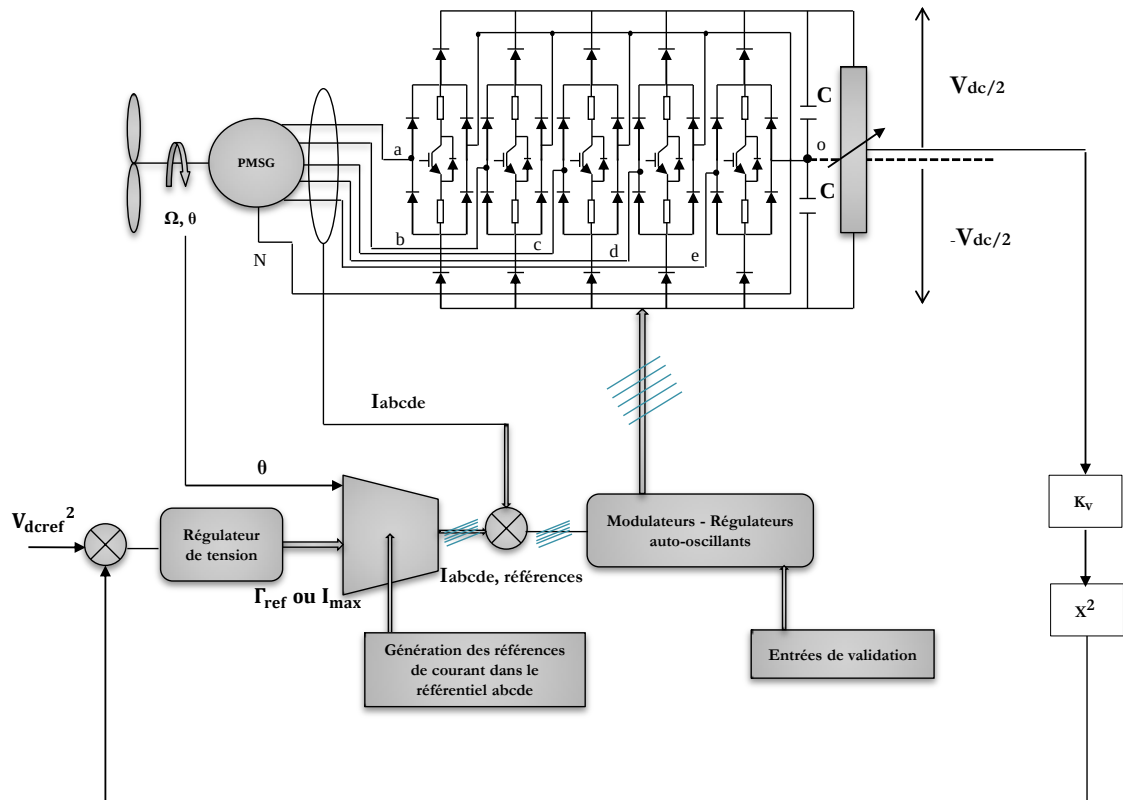


Figure 66 : Structure de commande avec régulateur auto-oscillant, VIENNA pentaphasé

#### IV.4.2 Banc d'essai expérimental

La Figure 67 décrit l'architecture globale du système simulée et validée expérimentalement sur le banc conçu et réalisé.

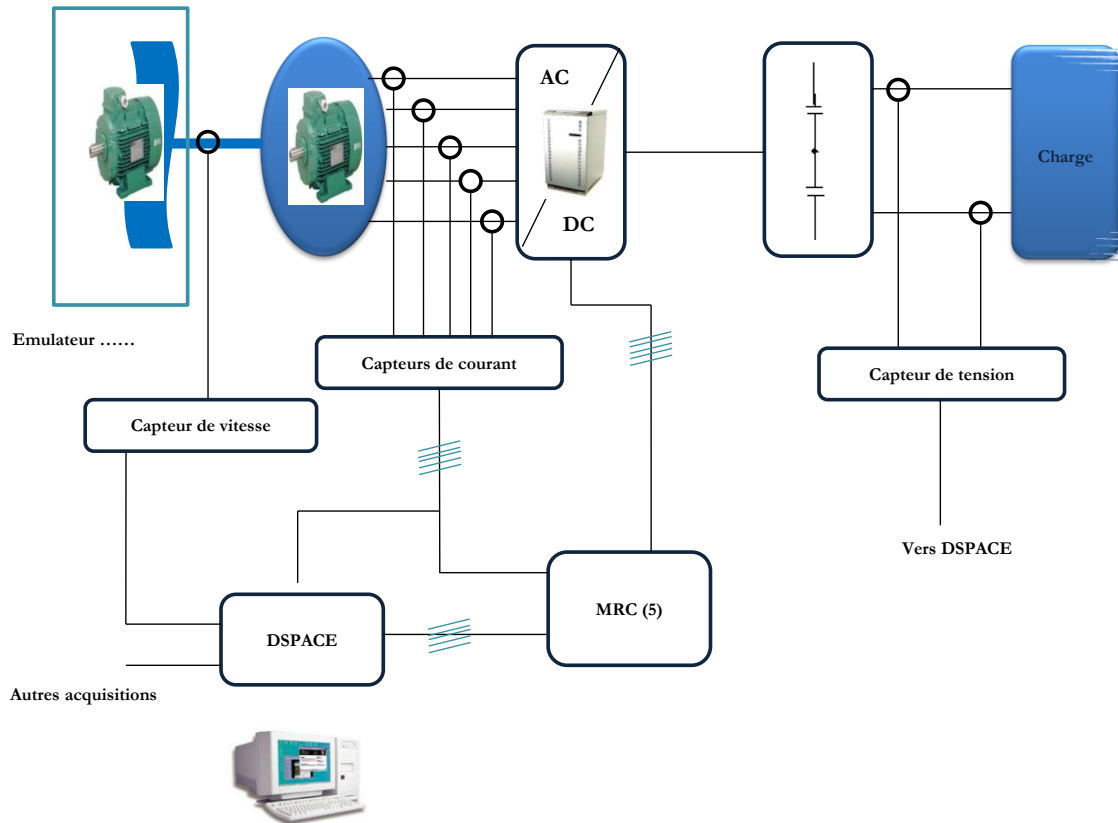


Figure 67 : Architecture globale du dispositif expérimental

Le dispositif expérimental présenté sur la Figure 68 est constitué de :

- la génératrice synchrone à aimants permanents pentaphasée (a),
- un ensemble hacheur en pont associé à une MCC commandé en vitesse par un système DSPACE (b),
- un codeur absolu 12 bits (c) pour la position du rotor,
- un convertisseur AC/DC qui peut avoir les deux topologies : redresseur MLI pentaphasé ou redresseur VIENNA pentaphasé (d),
- une carte MRC pentaphasée qui permet d'avoir un control analogique des 5 courants de phase,
- cartes de mesure des courants et des tensions,
- deux cartes d'interfaçage, l'une pour la position du rotor (f) et l'autre pour la vitesse (g),

- un dispositif numérique (cartes DSPACE 1103,...) pour la commande numérique et pour l'acquisition des données (h) sur lequel est implanté le contrôle de l'ensemble « Hacheur-MCC » et le contrôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur MLI ».

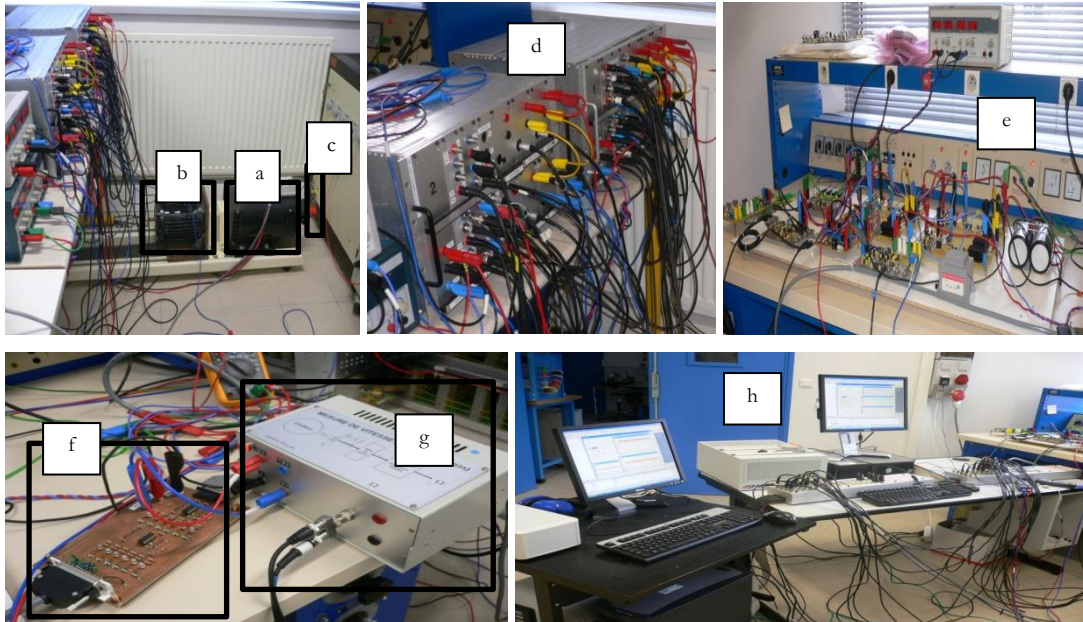


Figure 68 : Dispositif expérimental, génératrice pentaphasée associée au redresseur MLI pentaphasée ou au redresseur VIENNA pentaphasé

#### IV.4.3 Résultats de simulation et expérimentaux

Les stratégies de commande et les différents régulateurs élaborés sont implantés sur les bancs d'essais logiciel et expérimental. Notons que pour les différentes configurations, les paramètres du régulateur auto-oscillant sont toujours les mêmes.

##### IV.4.3.1 Redresseur MLI pentaphasé

La Figure 69 présente les résultats de simulation et expérimentaux dans le cas de la commande en boucle ouverte de tension. Comme il a été expliqué dans le chapitre II, les références de courant ne sont pas sinusoïdales dans le référentiel abcde. Les deux sous machines "principale" et "secondaire" sont exploitées (seuls les harmoniques de rang 1 et 3 sont exploités).

S'agissant du courant, on observe une nette concordance entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux (Figure 69(a)(b)). L'amplitude de l'ondulation du courant est un peu plus grande en expérimental qu'en simulation. Cela est dû à des bruits de mesure et à la numérisation des signaux de mesure.

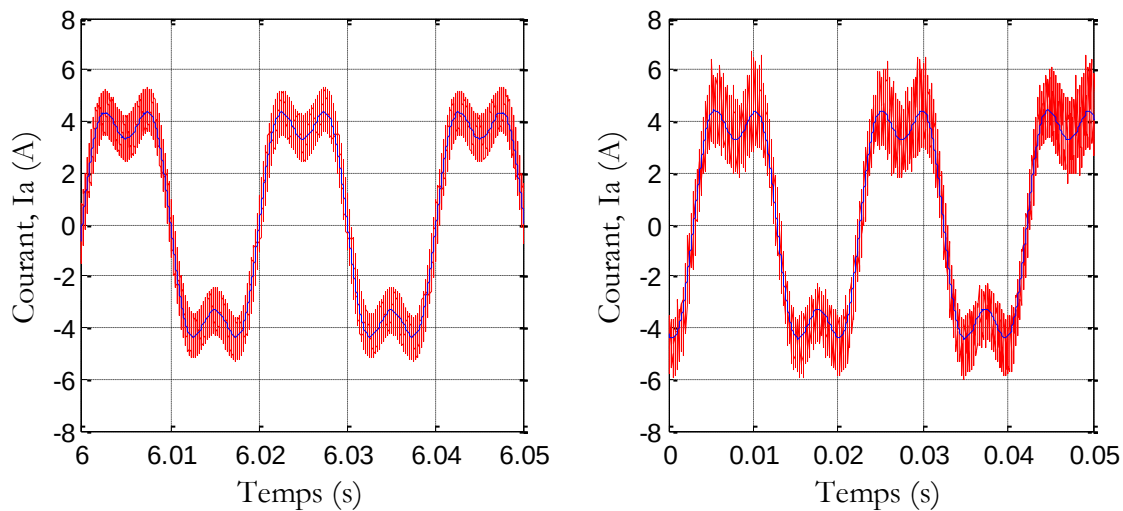


Figure 69 : Courant dans la phase  $a$ , simulation (à gauche) et expérimental (à droite)

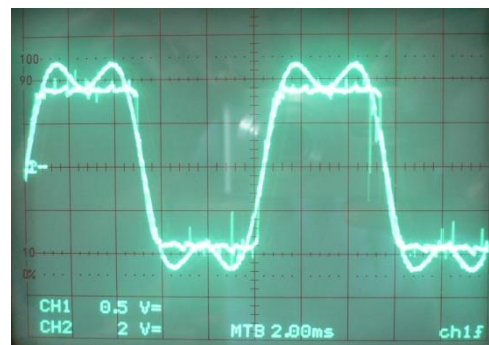
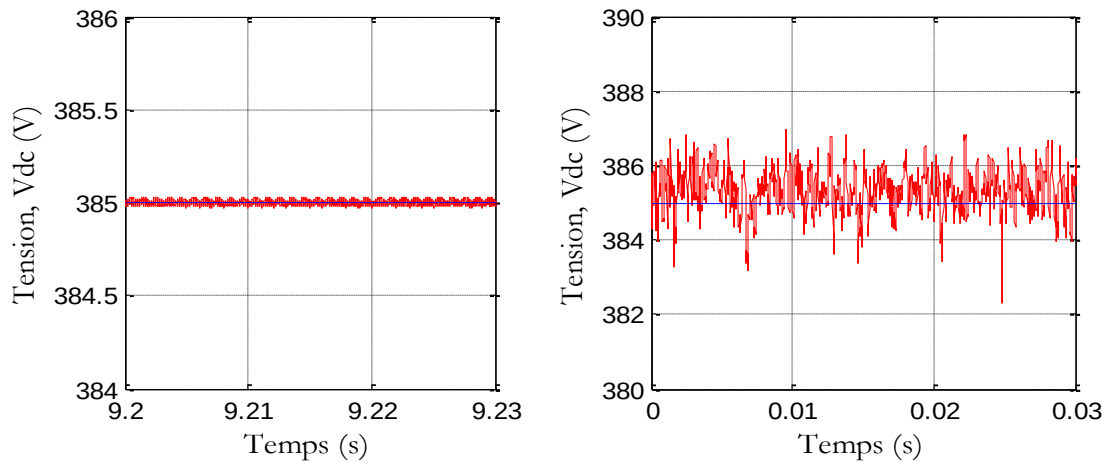


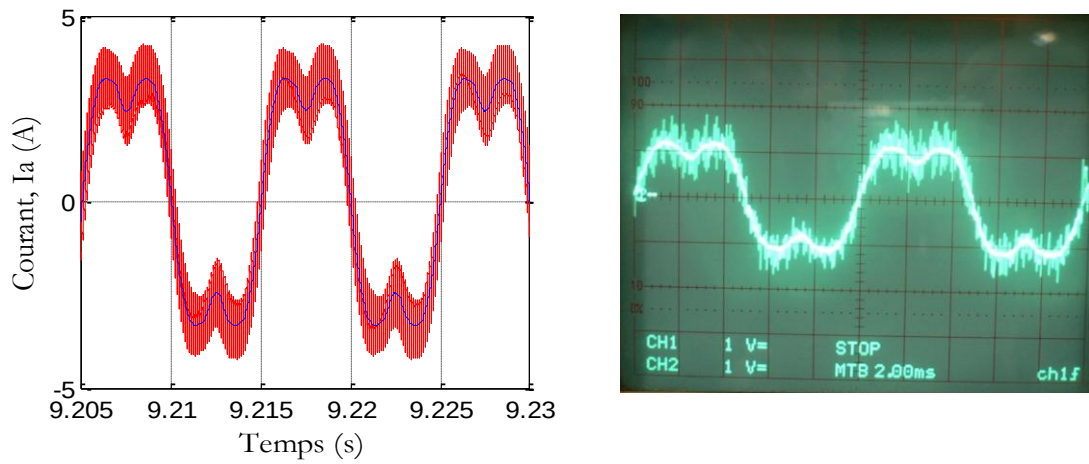
Figure 70 : Mise en phase FEM à vide et courant de phase

La Figure 70 montre que la FEM à vide (phase  $a$ ) est en phase avec la référence de courant de la phase  $a$ . Si le courant mesuré est en phase avec la référence de courant donc la stratégie de commande à pertes Joule minimales est validée.

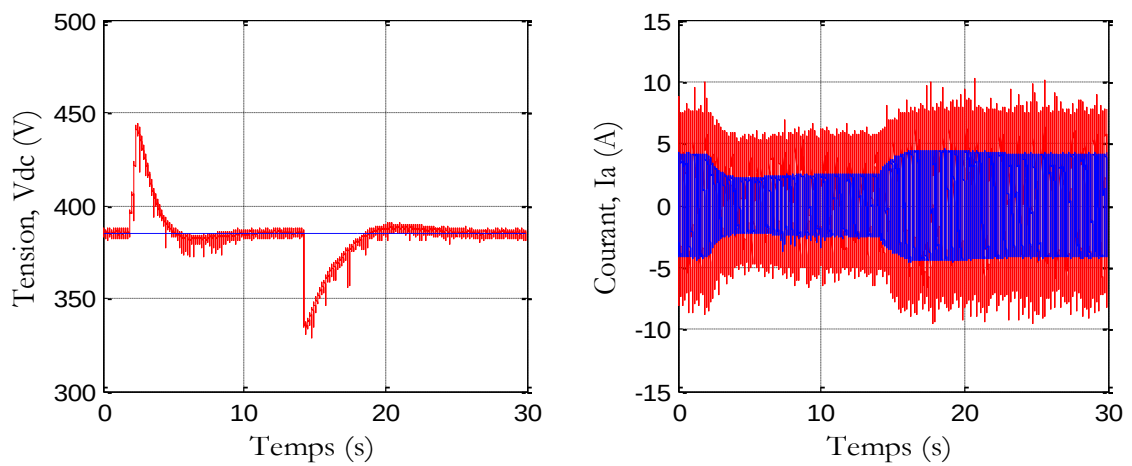
La Figure 71 présente les résultats de simulation et expérimentaux dans le cas de la commande en boucle fermée de tension. L'harmonique de rang 7 de la FEM est exploité. La stratégie de commande élaborée a permis de réguler la tension du bus continu (Figure 71(a)). Même avec un impact de charge de 50%, la tension du bus continu parvient à se stabiliser (Figure 71(c)). Hormis les bruits de mesure, une nette concordance entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux, est observée. Grâce au régulateur auto-oscillant, on dénote un bon suivi de la référence de courant (Figure 71(b)), ce qui valide la stratégie de commande à couple maximal et à pertes Joule minimales adoptée.



71(a) Tension du bus continu, simulation (à gauche) et expérimental (à droite)



71(b) Courant dans la phase  $a$ , simulation (à gauche) et expérimental (à droite)



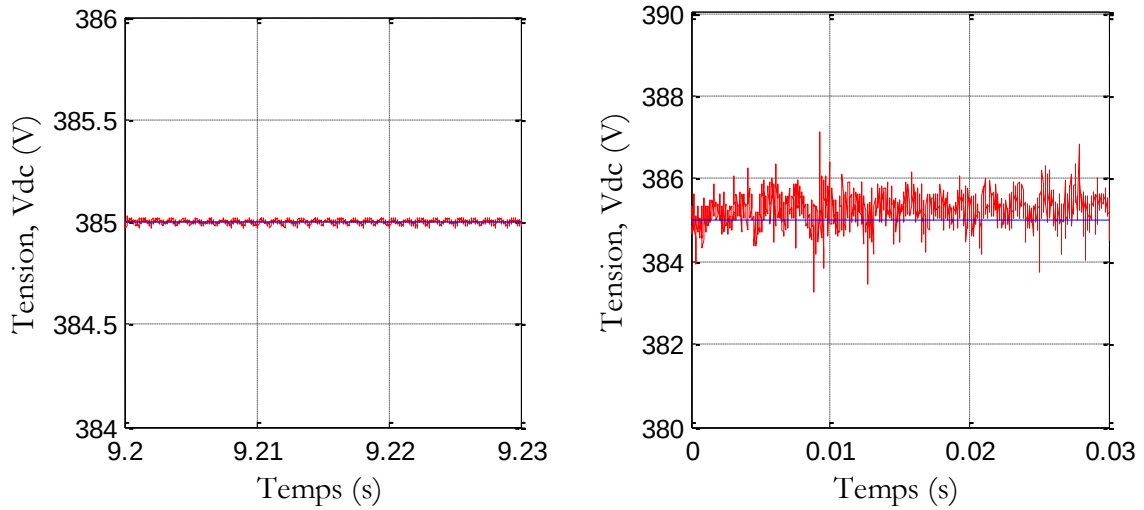
71(c) Tension du bus continu (à gauche), Courant dans la phase  $a$  (à droite), impact de charge 50%, expérimental

Figure 71 : L'harmonique de rang 7 de la FEM exploité, redresseur MLI pentaphasé, régulateur auto-oscillant (MRC)

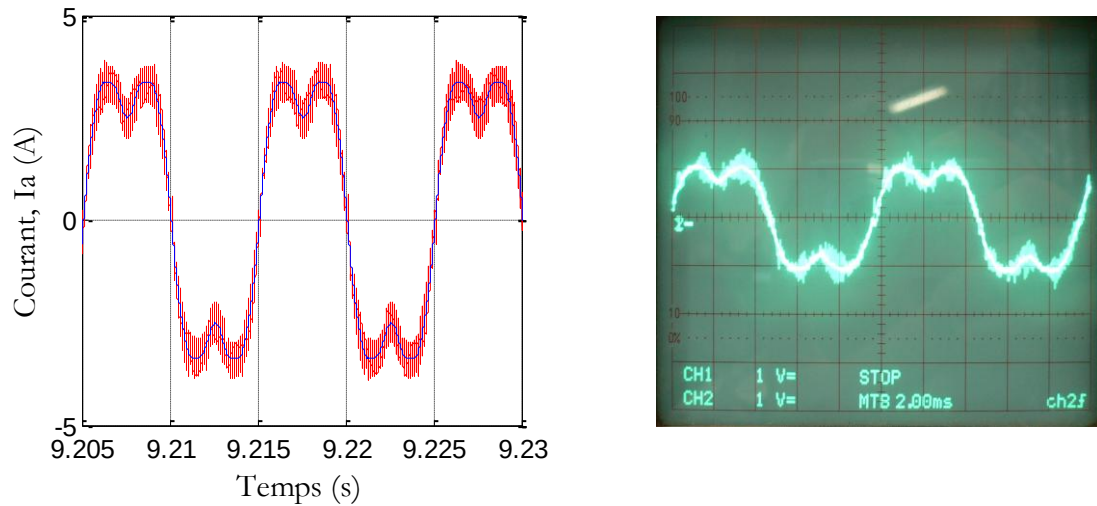
#### IV.4.3.2 Redresseur VIENNA pentaphasé

Contrairement au redresseur MLI pentaphasé, lorsque le neutre de la machine est isolé, en expérimental, l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs du bus continu impose de réguler le point milieu du bus continu [Nes07][Lai09]. En simulation (même en utilisant l'environnement SimPowerSystem de Matlab Simulink), le problème ne se pose pas, les tensions aux bornes des condensateurs sont les mêmes. En expérimental, il faut développer un autre modèle qui tient compte du déséquilibre de la tension aux bornes des condensateurs et un régulateur PI suffit pour contrôler le point milieu du bus continu [Lai09]. Une autre alternative est de connecter le neutre de la machine au point milieu du bus continu [Ala06]. Dans le référentiel abcde, en reliant le neutre de la machine au point milieu du bus continu, l'équilibrage est atteint naturellement car le courant circulant dans le neutre est contrôlé indirectement en régulant les courants dans les phases. La connexion du neutre de la machine permet aussi de surcroît, en expérimental, la réduction des interférences électromagnétiques en mode commun [Nes07][Kol00].

La Figure 72 présente les résultats de simulation et expérimentaux dans le cas de la commande en boucle fermée de tension et lorsque le neutre de la machine est relié au point milieu du bus continu. L'harmonique de rang 7 de la FEM est exploité. Les références de courant sont les mêmes que celles imposées dans le cas du redresseur MLI pentaphasée. La somme des courants est toujours nulle. Comme pour le redresseur MLI pentaphasé, la tension du bus continu est stable et est à sa valeur de consigne (Figure 72(a)). Hormis les bruits de mesure, une nette concordance entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux est observée. Un bon suivi des références de courant (Figure 72(b)) est assuré grâce au régulateur auto-oscillant.



72(a) Tension du bus continu, simulation (à gauche) et expérimental (à droite), VIENNA pentaphasé



72(b) Courant dans la phase  $a$ , simulation (à gauche) et expérimental (à droite), VIENNA pentaphasé

Figure 72 : L'harmonique de rang 7 de la FEM exploité, VIENNA pentaphasé, régulateur auto-oscillant (MRC)



## IV.5 Commande par régulateur auto-oscillant du générateur hydrolien à base de génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale

Après avoir fait l'étude des performances et l'analyse comportementale de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé » en se focalisant sur la boucle interne de courant, le paragraphe suivant présente une ébauche de la commande par régulateur auto-oscillant du générateur hydrolien à base de génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale. La turbine hydrolienne est intégrée dans la chaîne de conversion d'énergie. On s'intéresse à la commande en mode P-Q.

### IV.5.1 Modélisation de la ressource

Plusieurs méthodes existent pour prédire la vitesse des courants marins. La méthode de SHOM (Service Hydrographique et Océanographique de la Marine, basée en France) permet la prédiction au 1<sup>er</sup> ordre (sans prise en compte des perturbations liées à l'état de mer) de la vitesse et de la direction des courants marins.

La prédiction en un point et en une heure marée est donnée par l'équation suivante [Bnb12][Bne11a][Bne10] :

$$\vec{V}(hm, C) = \vec{V}_{me}(hm) + \frac{(C-45)(\vec{V}_{ve}(hm) - \vec{V}_{me}(hm))}{95-45} \quad (IV - 19)$$

Avec C le coefficient de marée, hm l'heure de marée (62 min),  $\vec{V}_{me}(hm)$  et  $\vec{V}_{ve}(hm)$  sont respectivement les vitesses de mortes eaux et de vives eaux pour les coefficients 45 et 95.

La Figure 73 montre la variation de la vitesse des courants marins dans la commune de Penmarc'h en Bretagne calculée à partir de la méthode de SHOM pour l'année 2010, pour le mois de Septembre 2010 et pour une journée.

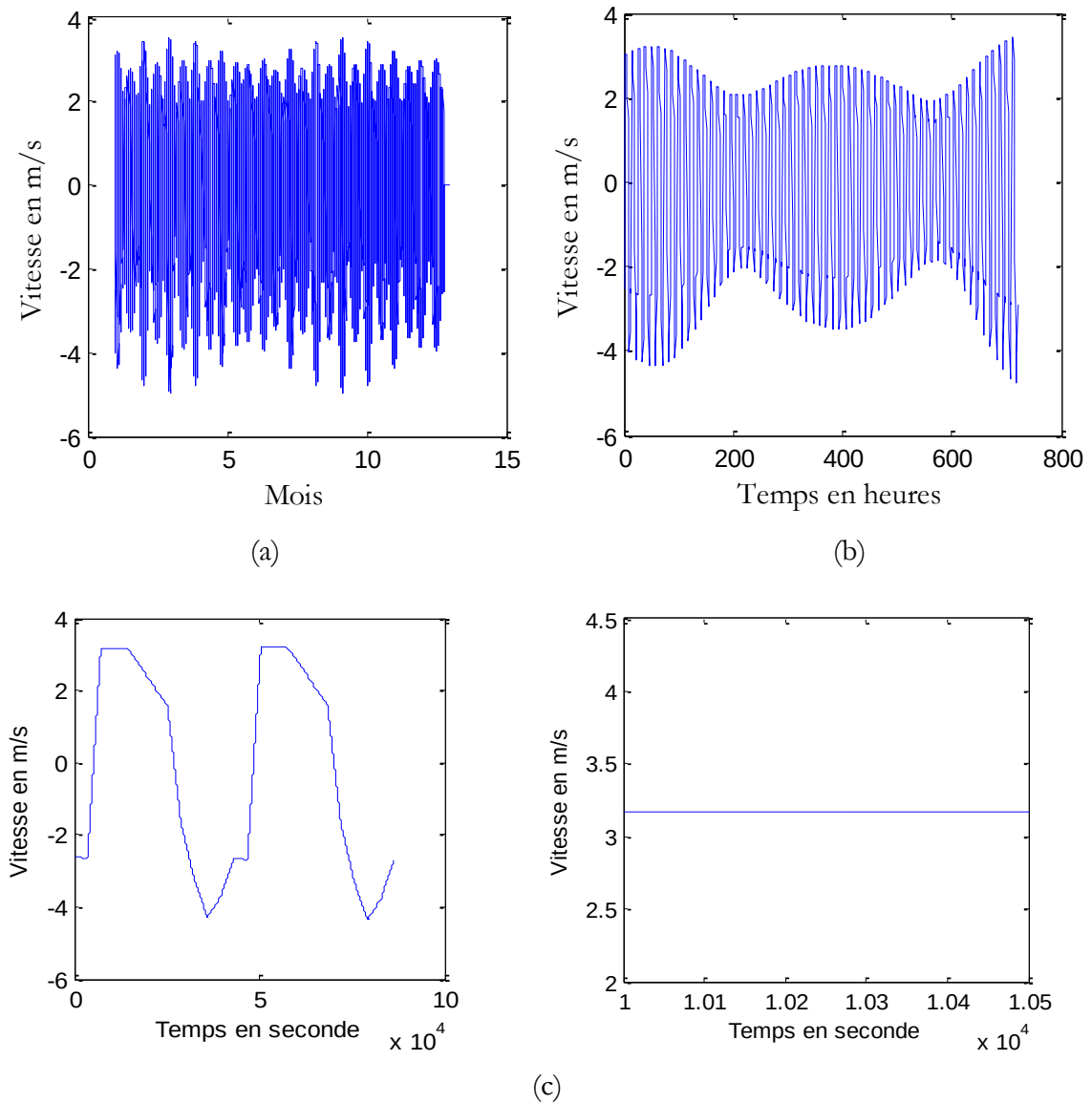


Figure 73 : Vitesse dans la commune Penmarc'h pour l'année 2010

Suivant l'endroit où l'hydrolienne est immergée, le cours d'eau peut être considéré comme régulier [And09]. Dans ce cas, à l'opposé du vent, les variations d'eau sont très lentes [And09]. Donc à l'échelle d'une heure, la vitesse des courants marins peut être supposée constante, comme il a été souligné dans [Bne10].

#### IV.5.2 Modélisation de la turbine hydrolienne

Le modèle présenté ci-dessus est basé sur les travaux développés dans les références [And9][Bne09][Lia11][Whi14]. Ce modèle est établi en prenant en compte des hypothèses simplificatrices. Comme il a été souligné dans [And09], le principe du modèle de la turbine s'appuie sur la liaison vitesse spécifique – coefficient de puissance.

L'expression de la puissance extraite par une turbine peut se mettre sous la forme [And9][Bne09][Lia11][Whi14] :

$$P_t = 0.5\rho C_p(\lambda, \beta) S v^3 \quad (\text{IV - 20})$$

Avec  $\rho$  la densité volumique de l'eau,  $C_p(\lambda, \beta)$  le coefficient de puissance de la turbine,  $S$  la surface équivalente balayée par les pales de la turbine,  $v$  la vitesse de l'eau,  $\lambda$  la vitesse spécifique et  $\beta$  l'angle des pales.

En théorie, le coefficient de puissance est limité 0.59 par la limite de Betz. Dans le cas des hydroliennes cette limite est réduite à 0.45. La valeur expérimentale trouvée est de l'ordre de 0.35 [Benb12].

L'expression de la vitesse spécifique de la turbine est donnée par :

$$\lambda = \frac{R_t \Omega_t}{v} \quad (\text{IV - 21})$$

Avec  $R_t$  le rayon de la turbine et  $\Omega_t$  la vitesse de rotation de la turbine.

Le couple de la turbine est déterminé comme suit :

$$\Gamma_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{1}{\lambda} 0.5\rho C_p(\lambda, \beta) R_t S v^2 \quad (\text{IV - 22})$$

A partir de l'équation (IV - 22) on constate que le couple de la turbine dépend fortement du coefficient de puissance  $C_p$ .

La Figure 74 montre le modèle de la turbine hydrolienne [And09][Whi14].

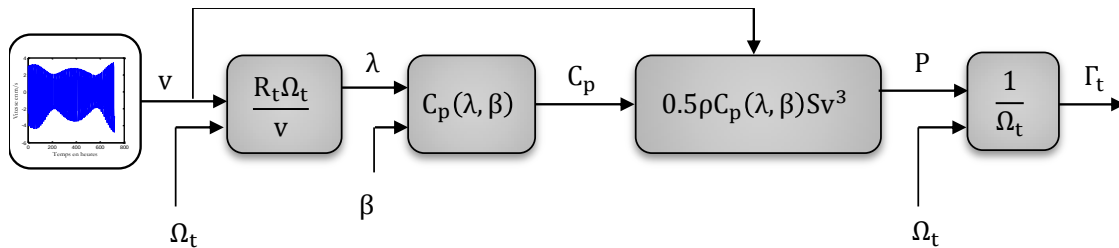


Figure 74 : Modèle de la turbine hydrolienne

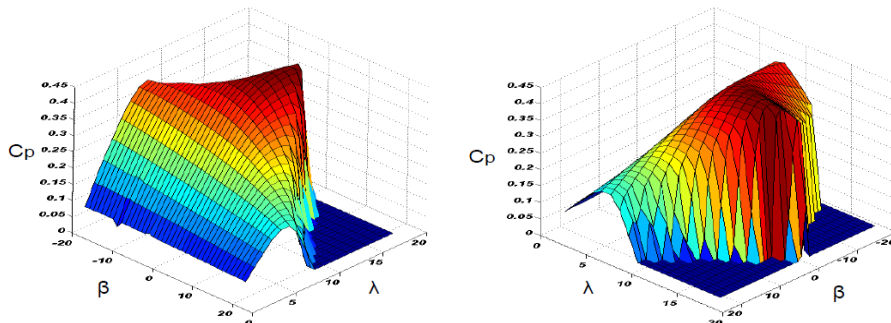


Figure 75 : Coefficient de puissance  $C_p$  en fonction de la vitesse spécifique  $\lambda$  et de l'angle des pâles [Bne09]

Concernant l'émulation de la turbine en temps réel, plusieurs méthodes sont présentées dans la littérature surtout dans le domaine éolien [Nic02][Nic06]. La plus répandue est celle qui consiste à imposer une référence de couple (qui est l'image de celle de la turbine) à une machine à courant continu. Dans le contexte hydrolien [And09][Car10a][Car10b], des méthodes d'émulation de la turbine hydrolienne sont proposées dans [Car10c][Sin12][Car12][Nic13]. On constate qu'il y a une nette similitude entre l'éolien et l'hydrolien.

#### IV.5.3 Commande et stratégies de commande

Quelle que soit la topologie du convertisseur statique utilisée dans les chaînes de conversion d'énergie, la stratégie de commande reste la même sauf pour l'alimentation des sites isolés ou bien la connexion à un réseau passif (pas de système de stockage). Dans ce cas la puissance est imposée par la charge.

La Figure 76 montre la variation de la puissance de l'hydrolienne en fonction des courants marins [Bne09]. Dans la première zone ( $v < v_1$ ), aucune puissance n'est extraite. Dans la zone 2 ( $v_1 < v < v_2$ ), la puissance varie en fonction du cube de la vitesse [Dav04]. Dans la troisième zone où la vitesse est supérieure à une valeur nominale, la puissance nominale est atteinte et reste constante.

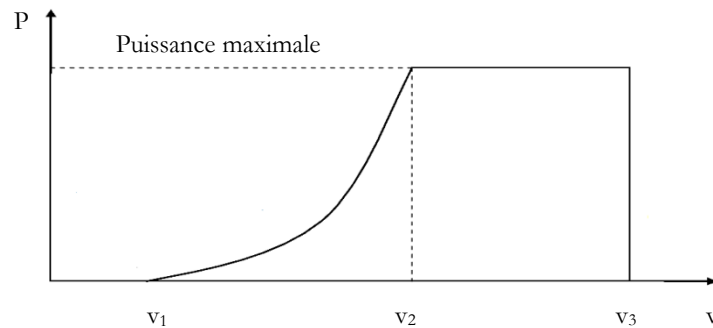


Figure 76 : Courbe de puissance idéalisée

Comme il a été souligné dans [Bnb12], il existe de nombreuses similitudes entre l'éolienne et l'hydrolienne et les caractéristiques de puissance d'une hydrolienne et d'une éolienne sont semblables.

Les Figures 77 et 78 montrent un exemple de courbes de puissance en fonction de la vitesse de rotation de la turbine et un exemple de variation du coefficient de puissance  $C_p$  pour différentes vitesses de rotation.

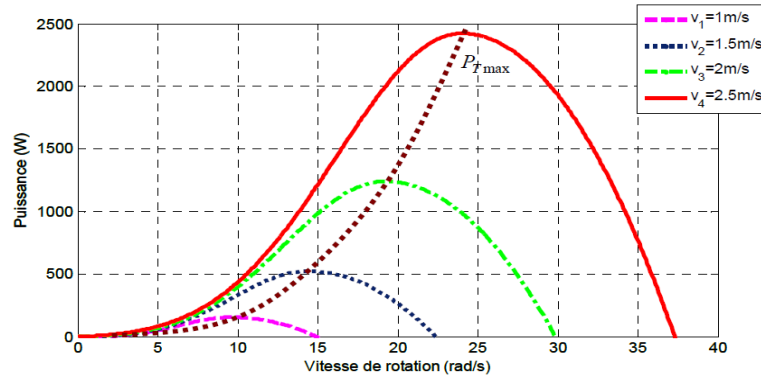


Figure 77 : Courbes de puissance en fonction de la vitesse de rotation [And09]

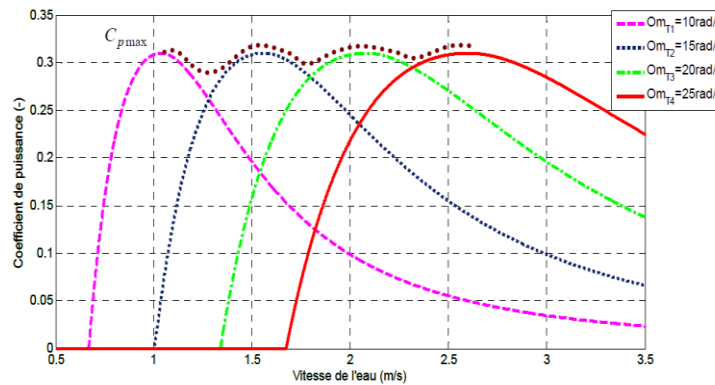


Figure 78 : Variation du coefficient de puissance  $C_p$  pour différentes vitesses de rotation [And09]

L'optimisation énergétique (Figure 77) de la chaîne de conversion d'énergie à base d'hydrolienne nécessite le fonctionnement à vitesse variable afin d'atteindre le maximum du coefficient de puissance ( $C_p = C_{pmax}$ ) sur une large plage de vitesse des courants marins. La commande s'opère de deux manières :

- dans la zone où la puissance varie en fonction du cube de la vitesse, l'angle de calage des pales est fixé, le coefficient de puissance  $C_p$  est à sa valeur maximale pour  $\lambda$  optimale (Figure 75) et on essaie d'extraire le maximum de puissance (Figure 77),
- dans la zone où la puissance atteint sa valeur nominale, elle est maintenue constante en faisant un contrôle direct de l'angle de calage des pales, ou bien en défluxant la machine [Zho13].

Dans la zone où la puissance varie en fonction du cube de la vitesse et l'angle de calage des pâles étant fixé, il existe deux stratégies de commande (côté turbine) qui sont les plus répandues dans la littérature :

- une première stratégie de commande consiste à contrôler la vitesse de la turbine en imposant la vitesse correspondant à la puissance maximale extraite par la turbine (MPPT),
- une deuxième stratégie de commande qui consiste à contrôler directement la puissance active en imposant comme référence la puissance maximale qui doit être extraite par la turbine.

Pour la première stratégie de commande deux cas de figure peuvent se présenter [Bne09][Bnb12] :

- la vitesse spécifique optimale  $\lambda_{opt}$  et le coefficient de puissance optimal  $C_{pmax}(\lambda_{opt})$  (qui sont des données de la turbine) sont inconnues. Dans ce cas pour les déterminer, il faudra avoir recours aux algorithmes de MPPT. On peut citer en exemple la méthode gradient où la méthode Perturb and Observe MPPT qui est la plus répandue,
- la vitesse spécifique optimale  $\lambda_{opt}$  et le coefficient de puissance optimal  $C_{pmax}(\lambda_{opt})$  sont connues. En connaissant la vitesse des courants marins, la référence de vitesse permettant d'extraire de la turbine le maximum de puissance est calculée en réécrivant l'équation (IV - 21).

Pour la deuxième stratégie de commande, il est impératif de connaître  $\lambda_{opt}$  et  $C_{pmax}(\lambda_{opt})$ . Ces données de la turbine connues permettent de calculer la puissance de référence à imposer. Ce dernier est largement utilisé dans le contexte éolien [Bne09][Bnb12] mais pas encore dans le contexte hydrolien.

Dans la suite l'hydrolienne est intégrée dans les deux chaînes de conversion étudiées auparavant. Les stratégies de commande développées au chapitre II restent toujours valables. On s'intéresse à la commande en mode P-Q. La vitesse de l'eau est considérée constante (2 m/s, approximation valable pendant une heure de marée [Bne10]) et non perturbée (l'effet de la houle négligé). L'angle de calage des pâles est fixé et les données de la turbine hydrolienne sont connues ( $\lambda_{opt}$  et  $C_{pmax}(\lambda_{opt})$ ). La courbe  $C_p=f(\lambda)$  est présentée sur la Figure 79. La valeur du coefficient de puissance optimal est égale à 0.3553 pour une valeur optimale de  $\lambda$  égale à 4.6.

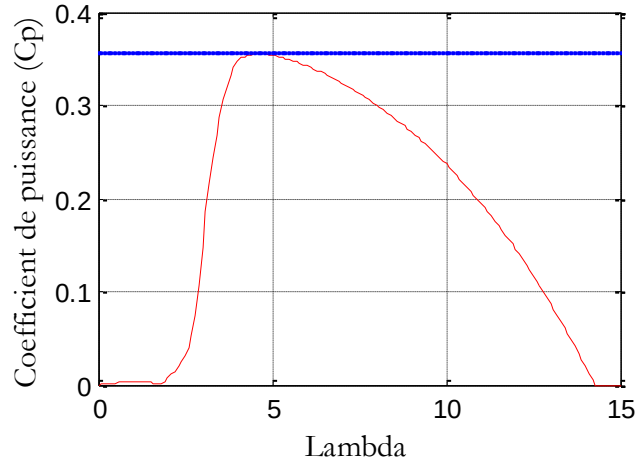


Figure 79 : Coefficient de puissance en fonction de la vitesse spécifique

#### IV.5.3.1 Contrôle de la vitesse de rotation de la génératrice pentaphasée

Comme il a été dit auparavant, dans le cas de la commande en mode P-Q, le redresseur MLI côté générateur assure le contrôle de la vitesse et le réglage du couple électromagnétique de la génératrice. L'objectif est de maximiser la puissance extraite par la turbine afin de l'injecter sur le réseau. Il existe deux boucles de régulation. Une boucle interne qui gère la régulation des courants et une boucle externe qui assure le contrôle de la vitesse de la génératrice. La vitesse de l'eau est considérée constante. On ne s'intéresse qu'à un point de fonctionnement. Les données de la turbine étant connues, la vitesse de référence est calculée par l'équation suivante :

$$\Omega_{\text{ref}} = \frac{\lambda_{\text{opt}} v}{R_t} \quad (\text{IV} - 23)$$

L'équation mécanique peut se mettre sous la forme :

$$J_v \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_t - \Gamma - f_v \Omega \quad (\text{IV} - 24)$$

Où  $J_v$  représente l'inertie totale et  $f_v$  représente les frottements.

Concernant les boucles internes de courant, pour maximiser le transfert de puissance, les références de courant sont calculées en adoptant les stratégies de commande optimale (pertes Joule minimales) élaborées au chapitre II. Le diagramme synoptique de régulation de la vitesse de la génératrice pentaphasée est montré sur la Figure 80 .

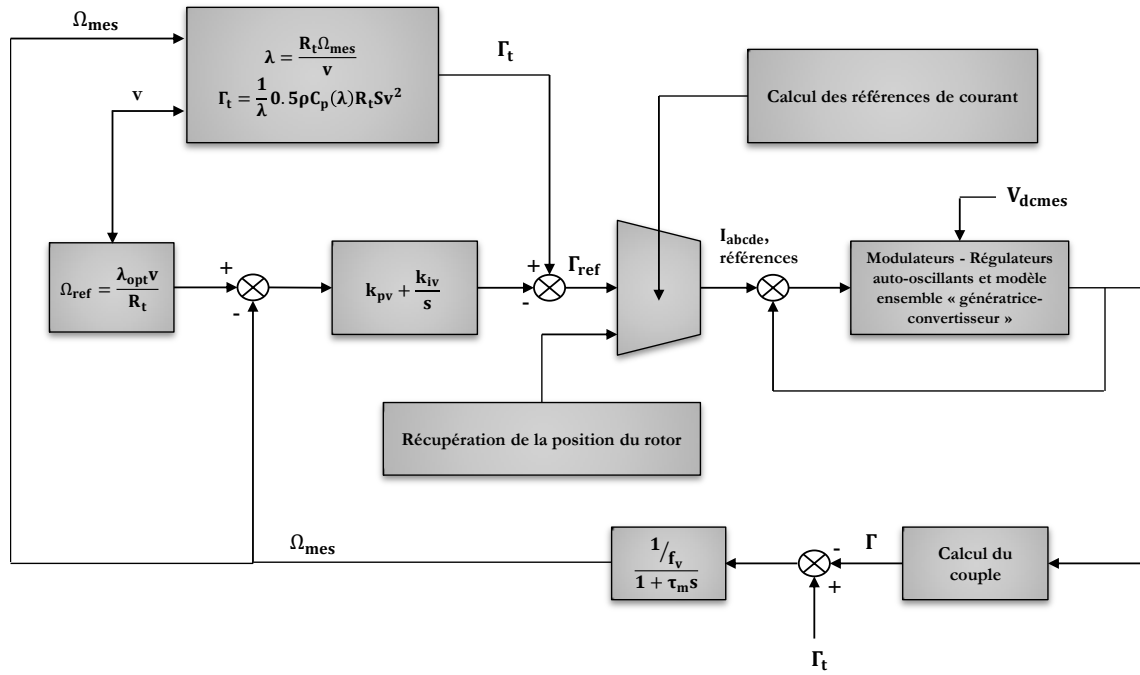


Figure 80 : Schéma de régulation de la vitesse de la génératrice pentaphasée  
Où  $\tau_m$  est la constante de temps mécanique.

#### IV.5.3.2 Contrôle de la tension du bus continu

L'onduleur MLI côté réseau gère le réglage de la tension du bus continu et le transfert de puissance entre la sortie du redresseur MLI côté génératrice et le réseau. Deux boucles de régulation sont constituées : la boucle interne qui gère la régulation des courants et la boucle externe qui contrôle la tension du bus continu. Du côté réseau, les commandes classiques sont utilisées. La régulation des courants est faite dans le référentiel de Park en utilisant un régulateur PI. Rien n'empêche de faire la régulation des courants dans le référentiel abc et d'utiliser le régulateur auto-oscillant. La tension et la fréquence étant imposées par le réseau afin de ne pas injecter de la puissance réactive sur le réseau (minimisation des pertes Joule), le courant suivant l'axe d est imposé à 0. Le courant suivant l'axe q est fixé par la puissance active injectée sur le réseau.

Soit  $P_{res}$  la puissance injectée au réseau, alors en négligeant toutes les pertes, on peut écrire :

$$C_{eq} V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \approx P - P_{res} \quad (IV - 25)$$

En introduisant la variable de Laplace 's' l'équation (IV – 25) peut être réécrite sous la forme :

$$(V_{dc}^2)(s) = \frac{2}{C_{eq}s} (P - P_{res}) \quad (IV - 26)$$



Le diagramme synoptique de régulation de la tension du bus continu est montré sur la Figure 81.

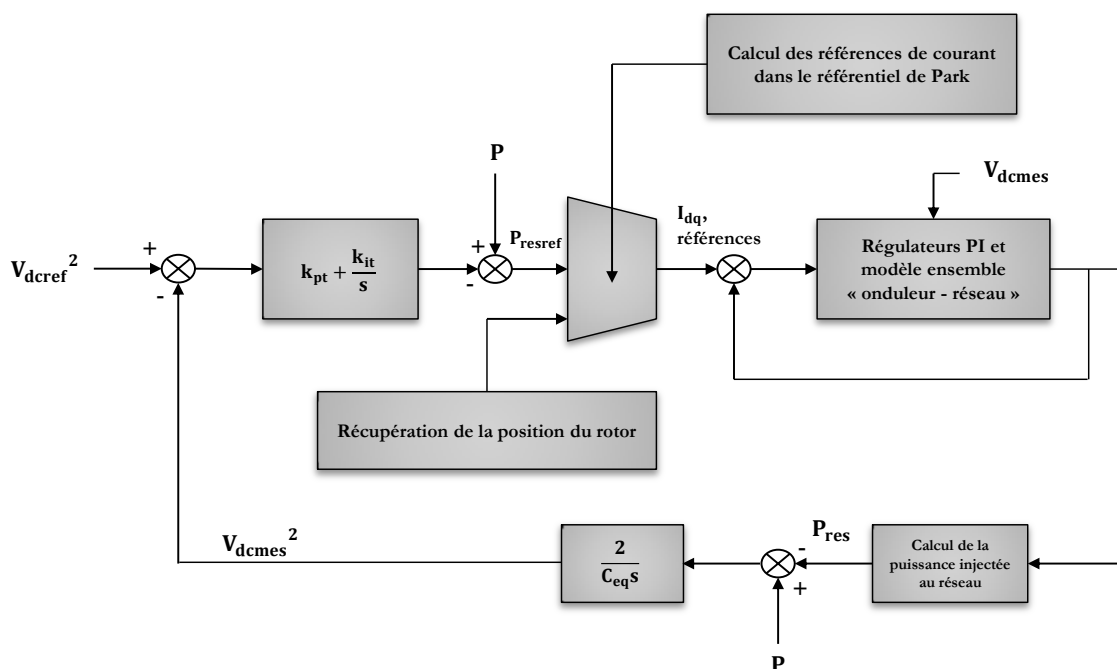
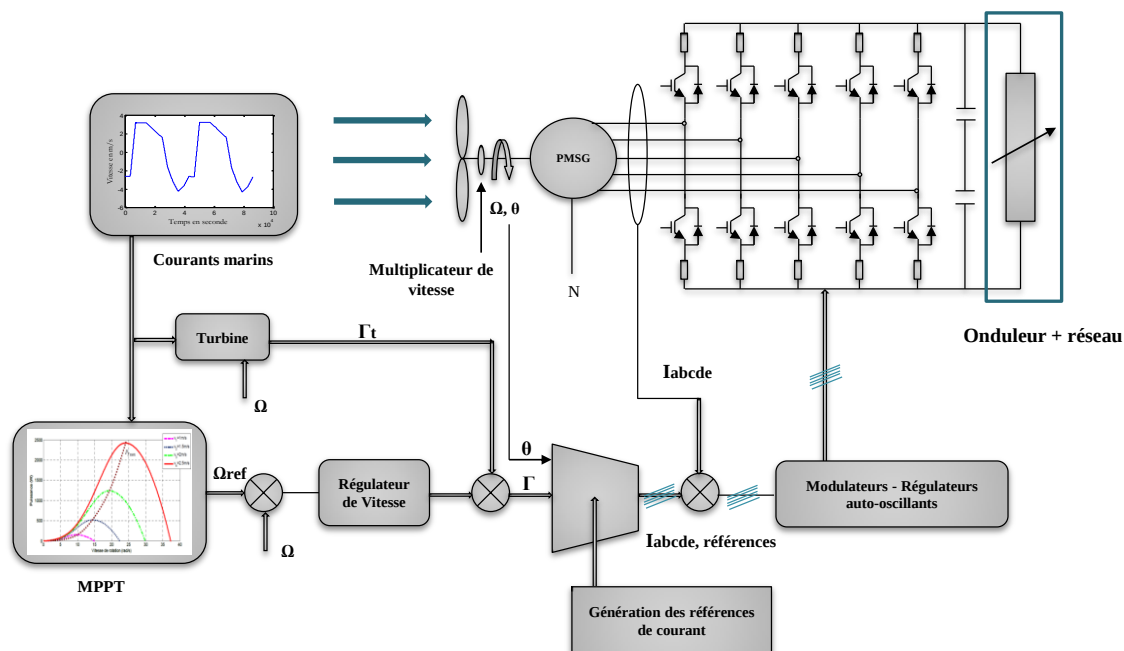
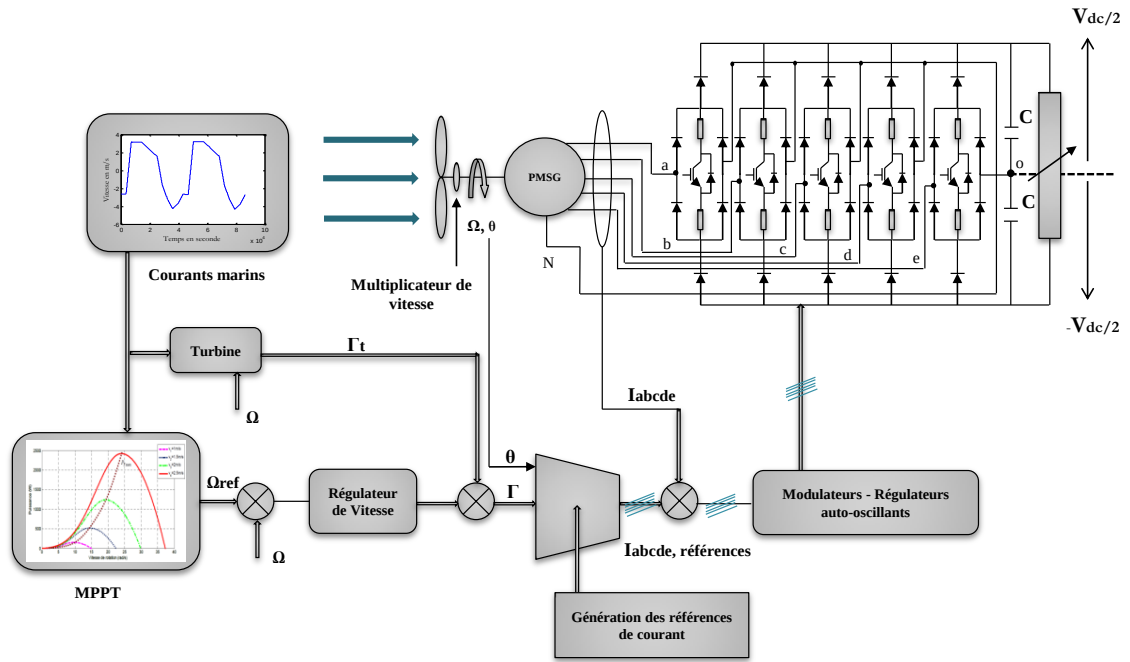


Figure 81 : Schéma de régulation de la tension du bus continu

La Figure 82 présente les deux structures de commande côté génératrice avec intégration du modèle de la turbine. L'harmonique de rang 7 est exploité.



82(a) Redresseur MLI pentaphasé

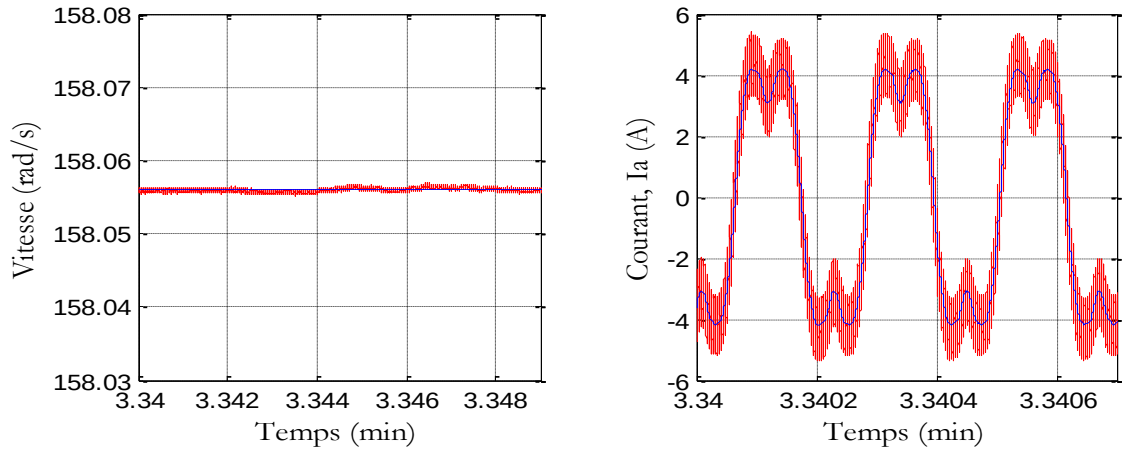


82(b) VIENNA pentaphasé

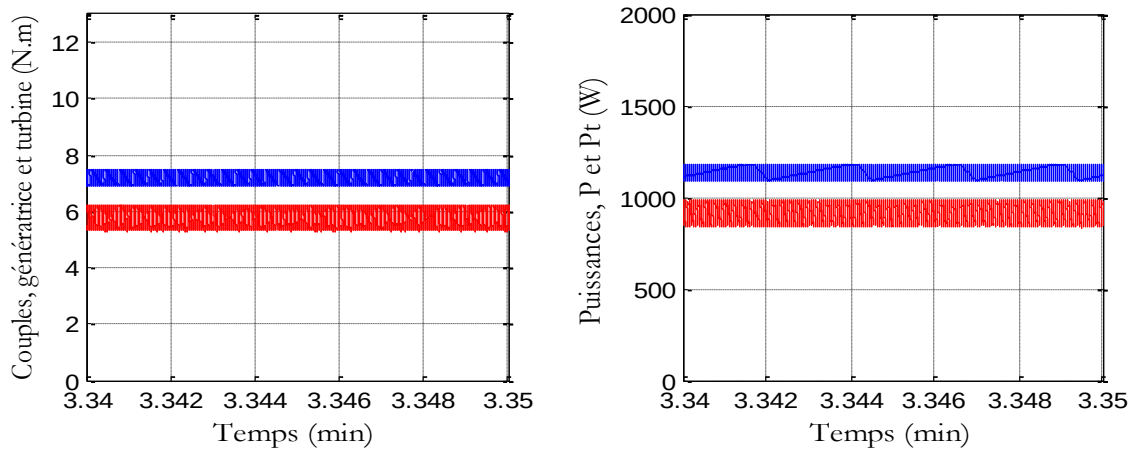
Figure 82 : Structures de commande, intégration de l'hydrolienne

#### IV.5.4 Résultats de simulation

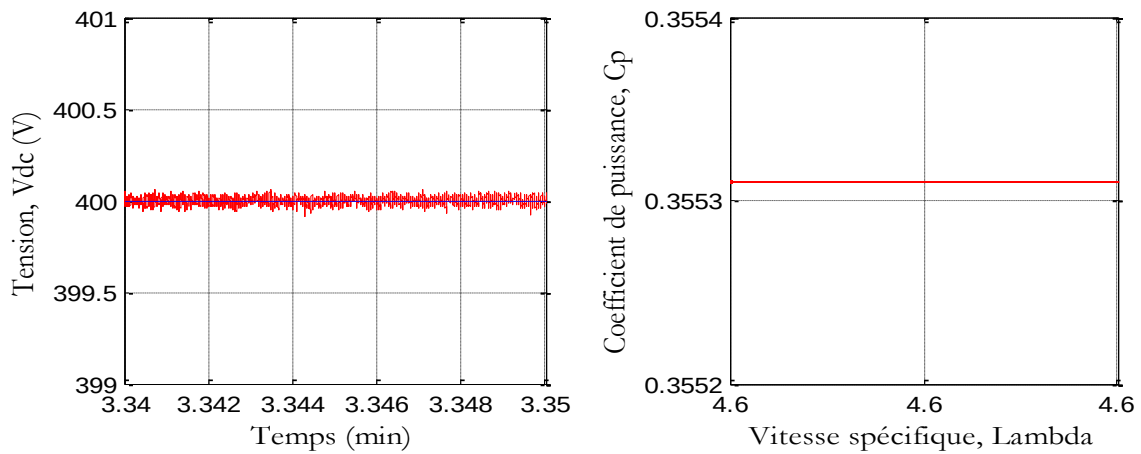
Les simulations ont été effectuées avec le logiciel Matlab-Simulink. La vitesse de l'eau est prise égale à 2 m/s. Les Figures 83 et 84 montrent respectivement les résultats obtenus dans le cas du redresseur MLI pentaphasée et du redresseur VIENNA pentaphasée. Le coefficient de puissance est à sa valeur optimale (Figures 83(c) et 84(c), à droite). Grâce à la stratégie de commande appliquée à l'onduleur MLI côté réseau la tension du bus continu est constante (Figures 83(c) et 84(c), à droite). Les régulateurs auto-oscillants assurent un bon suivi des références de courant (Figures 83(a) et 84(a), à droite). En ne tenant pas compte de l'effet de découpage, aucune oscillation ou perturbation n'est observée sur les couples et les puissances (Figures 83(b) et 84(b)). Avec la stratégie de commande appliquée, la vitesse mesurée suit parfaitement la vitesse de référence (Figures 83(a) et 84(a), à gauche) correspondant à la puissance maximale extraite de la turbine.



83(a) Vitesse de la génératrice (à gauche) et Courant dans la phase  $a$  (à droite)

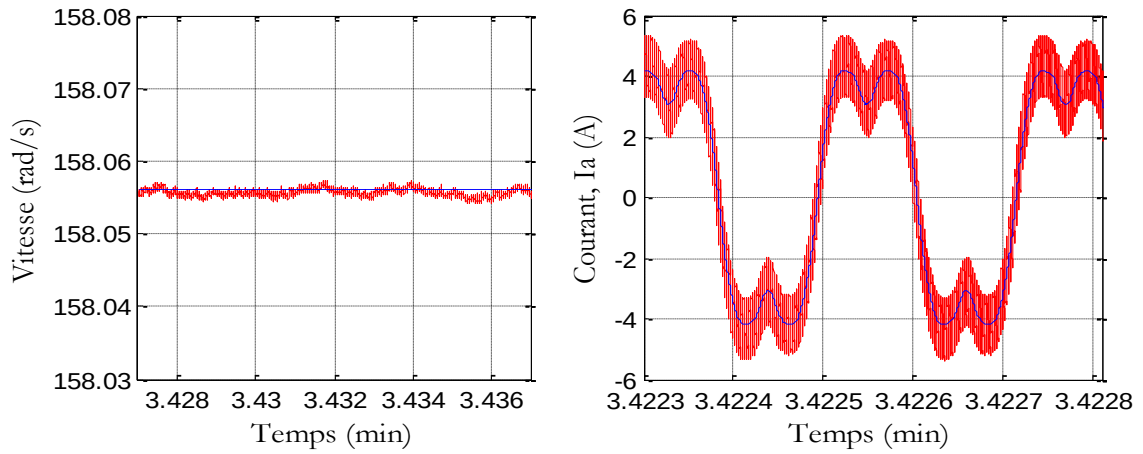


83(b) Couple électromagnétique de la génératrice (à gauche, rouge), couple de la turbine (à gauche, bleu), puissance électromagnétique (à droite rouge) et puissance extraite par la turbine (à droite, bleu)

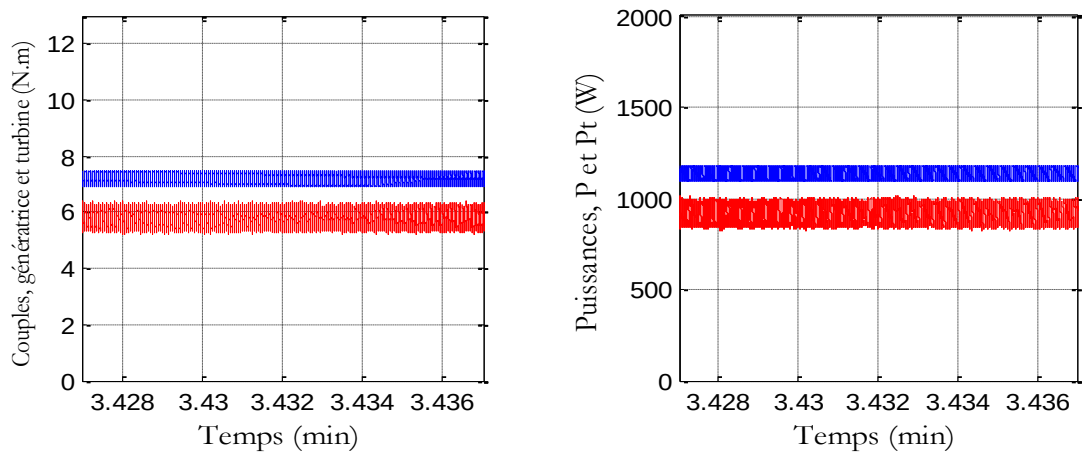


83(c) Tension du bus continu (à gauche) et  $C_p = f(\lambda)$  (à droite)

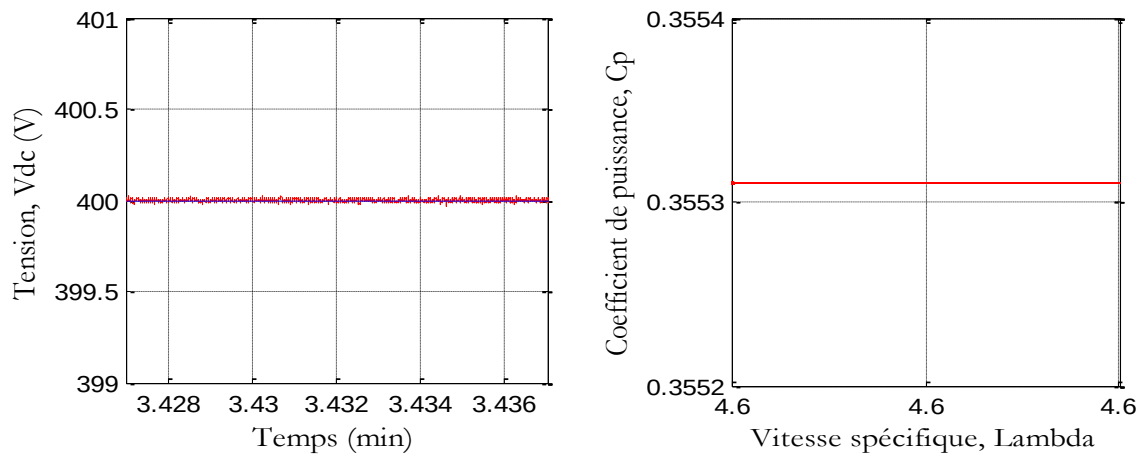
Figure 83 : Redresseur MLI pentaphasé, résultats de simulation



84(a) Vitesse de la génératrice (à gauche) et courant dans la phase  $a$  (à droite)



84(b) Couple électromagnétique de la génératrice (à gauche, rouge), couple de la turbine (à gauche, bleu), puissance électromagnétique (à droite rouge) et puissance extraite par la turbine (à droite, bleu)



84(c) Tension du bus continu (à gauche) et  $C_p = f(\lambda)$  (à droite)

Figure 84 : Redresseur VIENNA pentaphasé, résultats de simulation

## IV.6 Conclusion

Il a été question dans ce chapitre d'analyser les performances du régulateur auto-oscillant (MRC). Le contrôle des boucles internes de courant de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur MLI pentaphasé » en utilisant le régulateur auto-oscillant a été effectué. Les résultats de simulation et expérimentaux montrent les performances acquises grâce à l'utilisation du régulateur auto-oscillant (MRC). Les bancs d'essais expérimentaux réalisés ont été décrits et la validation expérimentale s'est avérée très satisfaisante. Dans la dernière partie du chapitre, une ébauche de la commande par régulateur auto-oscillant du générateur hydrolien à base de génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale a été réalisée. Comme perspective cette dernière partie mérite un approfondissement en affinant la partie hydrolienne.

## **CHAPITRE V : Commande en mode dégradé de l'ensemble « génératrice pentaphasée – Convertisseur AC/DC »**

---

## V.1 Introduction

Lors de l'ouverture d'une ou de plusieurs phases de la machine, celle-ci développe un couple ondulateur qui se traduit par un taux d'ondulation de couple élevé. L'action via la commande pourrait réduire voire même annuler ces ondulations. Dans ce contexte une possibilité existe, celle de remodeler les formes d'onde des références de courant imposées en mode normal. Plusieurs méthodes de prédétermination de ces références de courant optimales en mode dégradé sont proposées dans la littérature pour les machines polyphasées. La stratégie de commande adoptée est la même pour toutes ces méthodes. Elle repose sur la même stratégie adoptée en mode normal qui consiste à minimiser les pertes Joule. Une critique objective des méthodes de prédétermination et des stratégies de commande proposées dans [Fu94][Tol98][Bia07] [Par04][Dwa08] a été faite dans [Kes11]. Une méthode de calcul des références de courant optimales basée sur la méthode du Lagrangien est proposée dans [Bau13][Wu05]. La quasi-totalité de ces méthodes [Fu94][Bau12][Sal13][Par04] requière d'avoir une machine à FEM sinusoïdale pour l'obtention d'un couple constant. Martin [Mar03] et Kestelyn [Kes03] proposent une méthode de détermination valable pour une machine polyphasée à FEM sinusoïdale. Il est possible de l'extrapoler à une machine pentaphasée à FEM non sinusoïdale. En se limitant uniquement au premier harmonique de chaque plan fictif, l'étude analytique reste toujours possible [Die14a]. L'idée est de bien choisir la phase dans laquelle une nouvelle référence de courant est imposée. Le couple est maximal lorsque la phase, dans laquelle le courant est modifié, est décalée de  $(2k+1)\frac{\pi}{2} \pm \frac{\pi}{6}$  [Mar03] par rapport à la phase ouverte. Cependant le rapport entre les pertes Joule et le couple est minimal pour un décalage angulaire de  $(2k+1)\frac{\pi}{2}$  [Mar03].

D'autres stratégies permettant d'avoir un couple constant et à pertes Joule minimales suivant la configuration de la structure d'alimentation associée à la machine ont été présentées dans [Mar03]. Toutes ces stratégies se basent sur une méthode analytique et ont été testées et validées sur une machine à treize phases.

La stratégie qui est la plus connue et qui est la plus répandue dans la littérature consiste à imposer de nouvelles références de courant dans toutes les phases saines. Il existe aussi des stratégies qui consistent à ne pas alimenter la phase perpendiculaire à la phase ouverte [Mer05].

Dans le cadre de ce chapitre nous ébauchons une étude lors de l'ouverture d'une seule phase de la génératrice.

Dans un premier temps, les modèles en vue de la simulation de l'ensemble « génératrice pentaphasée – redresseur MLI pentaphasé » et l'ensemble « génératrice pentaphasée – redresseur VIENNA pentaphasé », en mode dégradé suite à l'ouverture d'une phase de la machine, sont données. Ensuite les stratégies de commande de la génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale en mode dégradé sont élaborées. Les résultats de simulation et expérimentaux sont présentés. En dernier lieu, une analyse théorique, de l'impact sur le couple et sur les pertes Joule des différentes stratégies de commande en mode dégradé adoptées (suivant le type de défaut) et des différentes configurations possibles, est effectuée.

## V.2 Modélisation en vue de la simulation de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur MLI pentaphasé »

La Figure 85 présente les structures étudiées lors de l'ouverture de la phase  $e$  de la génératrice pentaphasée.

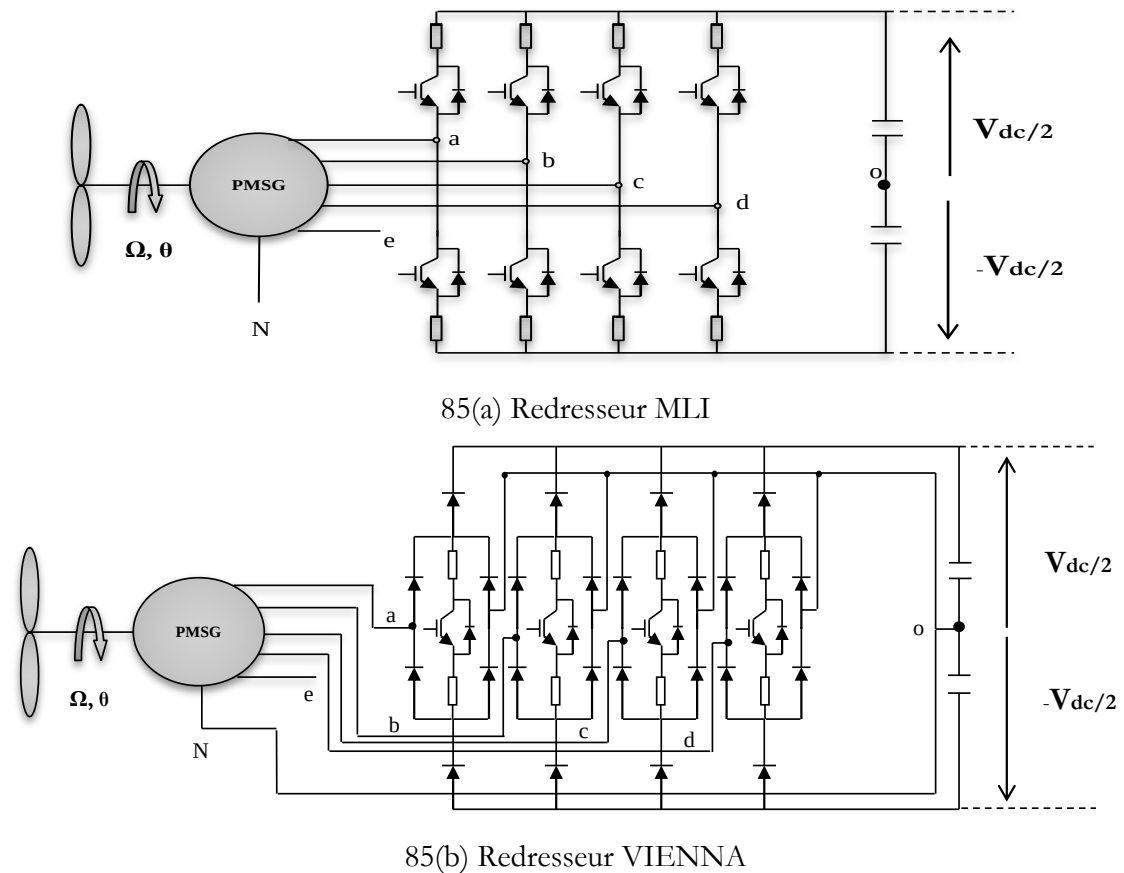


Figure 85 : Topologie de convertisseur à 4-bras, ouverture d'une phase de la machine



### V.2.1.1 Redresseur MLI

Admettons que la phase  $e$  est ouverte, la tension aux bornes de la phase  $e$  peut se mettre sous la forme :

$$V_e = E_e - \left( L_2 \frac{dI_a}{dt} + L_3 \frac{dI_b}{dt} + L_3 \frac{dI_c}{dt} + L_2 \frac{dI_d}{dt} \right) \quad (V - 1)$$

Le neutre étant isolé, la somme des tensions de phase est non nulle et est donnée par :

$$V_a + V_b + V_c + V_d + V_e = E_a + E_b + E_c + E_d + E_e \quad (V - 2)$$

La tension aux bornes de chaque phase saine peut être exprimée en fonction des tensions à la sortie du redresseur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ao} - V_{No} \\ V_{bo} - V_{No} \\ V_{co} - V_{No} \\ V_{do} - V_{No} \end{bmatrix} \quad (V - 3)$$

En décomposant l'équation (V - 2), la tension  $V_{No}$  peut être exprimée sous la forme suivante :

$$V_{No} = \frac{1}{4} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + V_{do} + V_e) - \frac{1}{4} (E_a + E_b + E_c + E_d + E_e) \quad (V - 4)$$

En combinant les équations (V - 3) et (V - 4), le vecteur tension de la génératrice en fonction des tensions de sortie du redresseur est déduit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \\ V_{do} \end{bmatrix} - \frac{1}{4} V_e + \frac{1}{4} (E_a + E_b + E_c + E_d + E_e) [I_4] \quad (V - 5)$$

$$\text{Avec } [I_4] = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

$$\text{Posons } \begin{bmatrix} V'_a \\ V'_b \\ V'_c \\ V'_d \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \\ V_{do} \end{bmatrix}$$

Se basant sur (II - 3) et (V - 5), le modèle électrique en vue de la simulation de l'ensemble génératrice pentaphasée - redresseur MLI, suite à l'ouverture de la phase  $e$ , peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$[E'] = [R'] [I'] + [L'] \frac{d}{dt} [I'] + [V'] \quad (V - 6)$$

$$\text{Avec } [R'] = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r \end{bmatrix}, \quad [L'] = \begin{bmatrix} L_1 + \frac{1}{4}L_2 & L_2 + \frac{1}{4}L_3 & L_3 + \frac{1}{4}L_3 & L_3 + \frac{1}{4}L_2 \\ L_2 + \frac{1}{4}L_2 & L_1 + \frac{1}{4}L_3 & L_2 + \frac{1}{4}L_3 & L_3 + \frac{1}{4}L_2 \\ L_3 + \frac{1}{4}L_2 & L_2 + \frac{1}{4}L_3 & L_1 + \frac{1}{4}L_3 & L_2 + \frac{1}{4}L_2 \\ L_3 + \frac{1}{4}L_2 & L_3 + \frac{1}{4}L_3 & L_2 + \frac{1}{4}L_3 & L_1 + \frac{1}{4}L_2 \end{bmatrix}$$

$$[I'] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_d \end{bmatrix}, \quad [V'] = \begin{bmatrix} V_a' \\ V_b' \\ V_c' \\ V_d' \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \\ V_{do} \end{bmatrix}$$

$$[E'] = \begin{bmatrix} E_a' \\ E_b' \\ E_c' \\ E_d' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_a - \frac{1}{4}(E_a + E_b + E_c + E_d) \\ E_b - \frac{1}{4}(E_a + E_b + E_c + E_d) \\ E_c - \frac{1}{4}(E_a + E_b + E_c + E_d) \\ E_d - \frac{1}{4}(E_a + E_b + E_c + E_d) \end{bmatrix}$$

En tenant compte de la matrice de connexion, l'équation (V - 6) devient :

$$[E'] = [R'] [I'] + [L'] \frac{d}{dt} [I'] + [T'] [S_T'] \frac{V_{dc}}{2} \quad (V - 7)$$

$$\text{Avec } [T'] = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \text{ et } [S_T'] = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_d \end{bmatrix}$$

$S_T'$  représente l'état de conduction des bras sains du redresseur MLI alimentant les phases saines  $z$  (1 ou -1 en fonction de l'état des interrupteurs),  $z=a,b,c,d$ .

L'expression du couple électromagnétique en mode dégradé suite à l'ouverture de la phase  $e$  peut se mettre sous la forme :

$$\Gamma_d = \frac{1}{\Omega} [E']^t [I'] \quad (V - 8)$$

### V.2.1.2 Redresseur VIENNA

En adoptant la même démarche décrit dans le paragraphe V.2.1.1, Le modèle électrique en vue de la simulation de l'ensemble « génératrice – redresseur VIENNA pentaphasé », suite à l'ouverture de la phase  $e$ , peut se mettre sous la forme suivante :

$$[E''] = [R'] [I'] + [L''] \frac{d}{dt} [I'] + [S_{TV}'] \frac{V_{dc}}{2} \quad (V - 9)$$

$$\text{Avec } [S_{TV}'] = \begin{bmatrix} (1 - S_a)\text{sign}(i_a) \\ (1 - S_b)\text{sign}(i_b) \\ (1 - S_c)\text{sign}(i_c) \\ (1 - S_d)\text{sign}(i_d) \end{bmatrix}, \quad [E''] = \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \\ E_d \end{bmatrix}, \quad [L''] = \begin{bmatrix} L_1 & L_2 & L_3 & L_3 \\ L_2 & L_1 & L_2 & L_3 \\ L_3 & L_2 & L_1 & L_2 \\ L_3 & L_3 & L_2 & L_1 \end{bmatrix}$$

$S_{TV}'$  représente l'état de conduction du bras sain du redresseur VIENNA alimentant la phase saine  $z$  (1 ou -1 en fonction de l'état des interrupteurs),  $z=a,b,c,d$ .

Ce modèle n'est valable que lorsque les vecteurs FEM et courant sont en phase, ce qui est imposée par la stratégie de commande adoptée. Pour plus de précision, la simulation pourrait se faire en utilisant l'environnement SimPowerSystem de Matlab Simulink.

L'expression du couple électromagnétique en mode dégradé suite à l'ouverture de la phase  $e$  est donnée par :

$$\Gamma_d = \frac{1}{\Omega} [E'']^t [I'] \quad (V - 10)$$

### V.3 Stratégies de commande de la génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale en mode dégradé

#### V.3.1 Application de la stratégie en mode normal

Lors de l'ouverture d'une phase ou de plusieurs phases de la machine, en maintenant les références de courant définies en mode normal, le couple devient ondulatoire. Le taux d'ondulation est très élevé suivant le nombre de phases ouvertes.

En se limitant aux premiers harmoniques (le fondamental et l'harmonique de rang 3), l'expression du couple électromagnétique lors de l'ouverture de la phase  $e$  est donnée par :

$$\Gamma_d = \Gamma - \frac{1}{\Omega} E_e I_e \quad (V - 11)$$

En remplaçant  $E_e$  et  $I_e$  par leurs expressions et après développement des calculs, l'expression du couple en mode dégradé devient :

$$\Gamma_{d,j} = \frac{4}{5} \Gamma - \frac{1}{2} (T(2\theta) + T(4\theta) + T(6\theta)) \quad (V - 12)$$

Avec

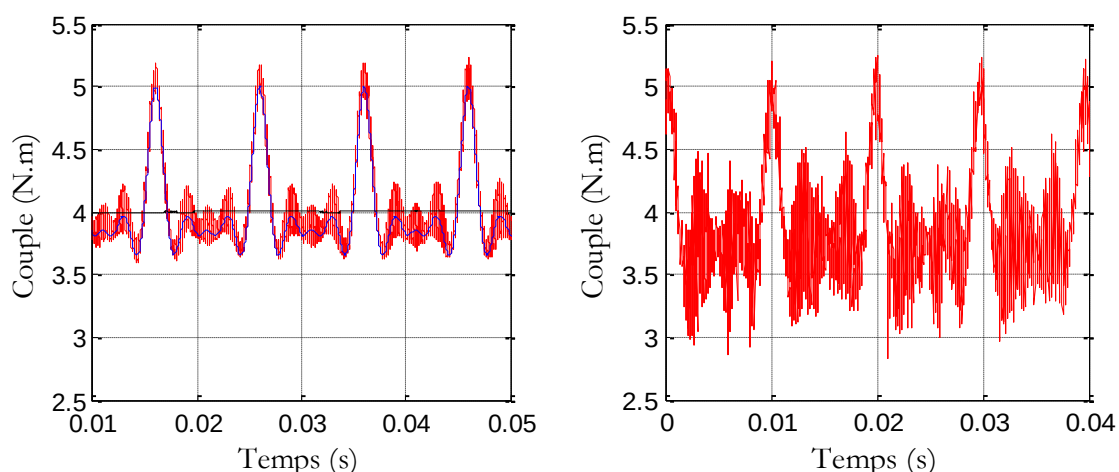
$$T(2\theta) = (3\Phi_m I_m + (3\Phi_m I_s + 9\Phi_s I_m)) \cos 2 \left( \theta - \frac{8\pi}{5} \right)$$

$$T(4\theta) = -(3\Phi_m I_s + 9\Phi_s I_m) \cos 4 \left( \theta - \frac{8\pi}{5} \right)$$

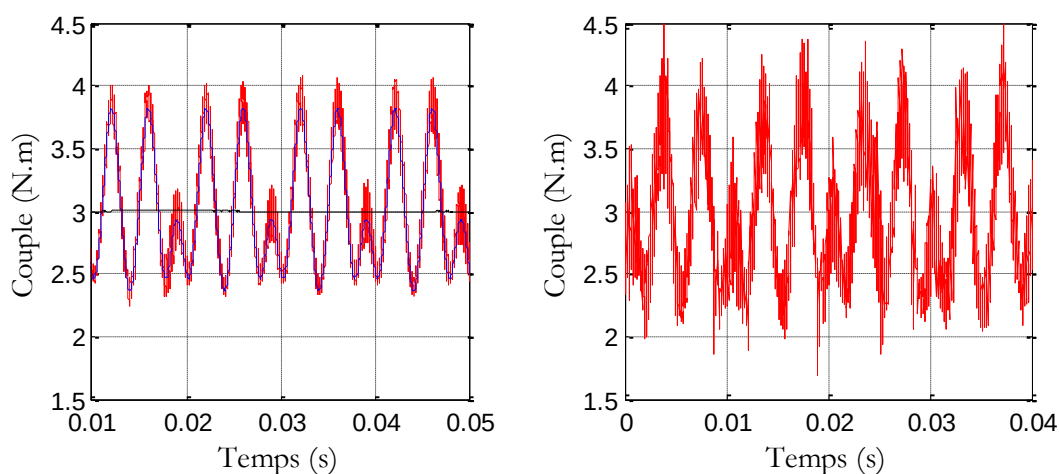
$$T(6\theta) = 9\Phi_s I_s \cos 6 \left( \theta - \frac{8\pi}{5} \right)$$

Avec  $\Phi_m, \Phi_s$  étant respectivement l'amplitude maximale du flux de la génératrice principale et de la génératrice secondaire.

La Figure 86 présente le couple électromagnétique en mode dégradé lorsque les mêmes références définies en mode normal sont maintenues. La valeur de référence de couple prise en mode normal est de 5 N.m. Pour une phase ouverte, la valeur moyenne du couple décroît de 20% avec un taux d'ondulation du couple de 35% (Figure 86(a)). Pour deux phases adjacentes ouvertes, la valeur moyenne du couple passe de 5 N.m à 3 N.m (diminution de 40%) avec un taux d'ondulation du couple de 48% (Figure 86(b)).



86(a) Ouverture d'une phase ( $e$ ), simulation (à gauche) et expérimental (à droite)



86(b) Ouverture de deux phases ( $d$  et  $e$ ), simulation (à gauche) et expérimental (à droite)

Figure 86 : Couple électromagnétique en mode dégradé

Dans la suite, afin de réduire ces ondulations de couple, les stratégies de commande en mode dégradé, tenant compte du mode de connexion de neutre de la machine et du point milieu du bus continu, sont élaborées. La minimisation des ondulations de couple tout en minimisant les pertes par effet Joule revient à imposer des références de courant de telle sorte que les vecteurs courant et FEM soient colinéaires. Pour obtenir un couple

constant, les références de courant des phases saines dans la base canonique sont déduites des formes d'ondes de la FEM.

### V.3.2 Génération des références de courant en mode dégradé dans la base canonique

En mode dégradé, les pertes Joule sont minimales lorsque les vecteurs courant et FEM, correspondant aux phases saines, sont colinéaires.

Lors de l'ouverture d'une ou de  $i$  ( $i \leq 3$ ) phases de la machine, les références de courant des phases saines s'expriment sous la forme suivante :

$$I_{zref} = \frac{E_z}{\sum_{z=a}^e (s_z E_z^2)} \Gamma_{dref} \Omega \quad (V - 13)$$

Avec  $z = a, b, c, d, e$ .  $s_z = 1$  pour les phases saines et  $s_z = 0$  pour les phases ouvertes.

Lorsque le neutre de la machine de la machine est isolé ou si la somme des courants imposés doit être nulle, l'expression des références de courant des phases saines deviennent :

$$I_{zref} = \frac{E_z''}{\sum_{z=a}^e E_z''^2} \Gamma_{dref} \Omega \quad (V - 14)$$

Avec  $E_z'' = s_z E_z - \frac{1}{n-i} \sum_{z=a}^e s_z E_z$  et  $i$  est le nombre de phases ouvertes ( $i \leq 2$ ).

Dans le cas de l'ouverture d'une phase et si cette dernière est reconnectée au point milieu du bus continu, les références de courant déterminées en mode normal (neutre isolé) ne changent pas et sont toujours valables. Néanmoins le courant correspondant à la phase connectée au point milieu du bus continu ne sera plus régulé. La somme des courants étant nulle, elle sera indirectement régulée en contrôlant les courants dans les autres phases saines.

### V.3.3 Génération des références de courant en mode dégradé dans une nouvelle base de découplage

Dans le cas de l'ouverture d'une phase ou de  $i$  phases, la machine est considérée comme une machine à  $(5-i)$  phases. Les modèles développés en mode normal ne sont plus valables car les trois sous-espaces ne sont plus orthogonaux. En mode normal les harmoniques qui se projetaient dans le plan secondaire deviennent, en mode dégradé, des perturbations vis-à-vis des harmoniques qui se projetaient dans le plan principal et vice versa. Dans la base canonique un fort couplage magnétique entre les phases restantes

apparaît. Du point de vue de la simulation aucun problème ne se pose car la matrice inductance est constante. Du point de vue de la commande le couplage représente un inconvénient majeur. Dans la littérature, en mode dégradé, beaucoup de travaux rejettent le problème du couplage entre les variables d'état au niveau de la structure de commande en utilisant un régulateur robuste et à très haute dynamique. Une autre méthode peut être envisagée comme ce fut le cas de la machine à double étoile. Cette méthode consiste à travailler dans une nouvelle base où le couplage entre les variables d'état du modèle électrique est réduit. Cela revient tout simplement à définir une nouvelle matrice de transformation qui diagonalise la matrice d'inductance en mode dégradé. Un simple régulateur pourrait être utilisé et sa synthèse serait plus facile. Néanmoins, suivant la stratégie de commande adoptée, il se pourrait que les grandeurs à réguler ne soient pas constantes.

En reprenant la matrice de transformation donnée par l'équation (II - 18) dans la chapitre II et en ôtant de la matrice la ligne et la colonne correspondant à la phase ouverte, les plans  $(\alpha_p, \beta_p)$  et  $(\alpha_s, \beta_s)$  ne sont plus orthogonaux. La recherche d'une nouvelle base de découplage s'impose alors.

En mode dégradé, une méthode pour déterminer une nouvelle matrice de transformation qui diagonalise la matrice inductance a été proposée dans [Zha96]. Cette méthode n'est valable que pour une machine à double étoile. Dans le cas de l'ouverture d'une phase la matrice de transformation trouvée satisfait pleinement la propriété d'orthogonalité. Selon [Rob05] cette méthode peut être extrapolée à toute les machines comportant un nombre quelconque de phases pourvu qu'elles soient à répartition sinusoïdale.

En s'inspirant de cette méthode, la matrice de transformation donnée par l'équation (V - 15) est proposée pour la machine pentaphasée. Cette matrice est orthonormée et permet de minimiser le couplage entre les nouvelles variables d'état dans les référentiels considérés.

$$[T_d]^{-1} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (V - 15)$$

Une autre matrice de transformation est proposée dans [Ryu06]. Elle est donnée par :

$$[T_{d1}]^{-1} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + \frac{1}{4} & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) + \frac{1}{4} & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) + \frac{1}{4} & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) + \frac{1}{4} \\ \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (V - 16)$$

Comme le souligne l'auteur, cette matrice de transformation n'est pas normée et ne satisfait pas la propriété d'orthogonalité. Néanmoins elle peut être utilisée. Dans le cas où le nombre de phases ouvertes est supérieur à 1, il devient difficile de trouver une nouvelle matrice de transformation qui minimise le couplage entre les différentes variables d'état. Dans ce cas le problème est rejeté au niveau de la structure de commande.

Ainsi, les nouvelles références de courant dans la nouvelle base de découplage sont déduites des références de courant dans la base canonique en leur appliquant la matrice de transformation définie par l'équation (V - 15).

#### V.4 Commande en mode dégradé de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur MLI pentaphasé »

##### V.4.1 Structure de commande

L'étude se limite à l'analyse des performances des boucles internes de courant de l'ensemble « génératrice – convertisseur MLI ». La régulation des courants est effectuée en utilisant le régulateur auto-oscillant. La structure de commande de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur MLI » est montrée à la Figure 87. La référence du couple imposée est égale à 5 N.m. La vitesse de la génératrice est supposée constante.

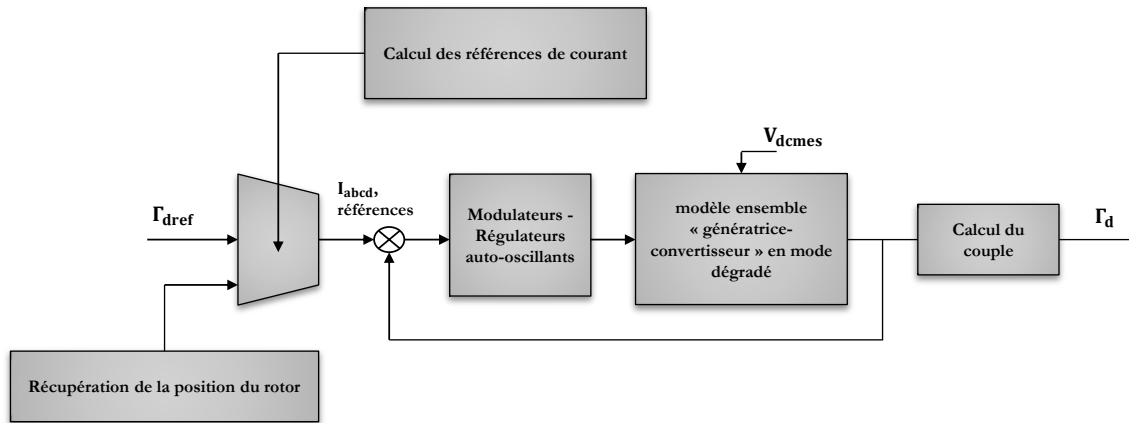


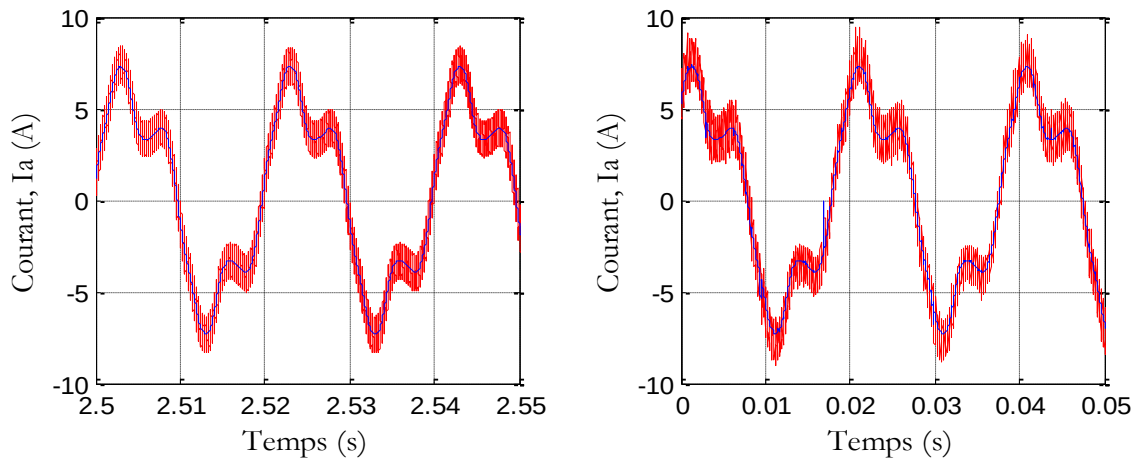
Figure 87 : Structure de commande en mode dégradé

## V.4.2 Résultats de simulation et expérimentaux

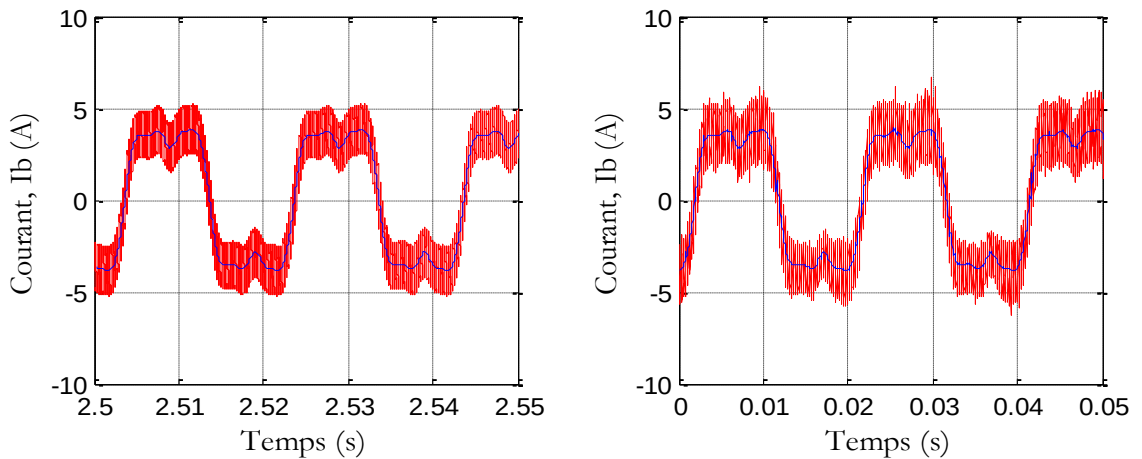
Les stratégies de commande et les différents régulateurs élaborés dans le référentiel abcde sont implantés sur les bancs d'essais logiciel et expérimental. Les simulations ont été effectuées sur l'environnement Matlab-Simulink. Les paramètres du régulateur auto-oscillant sont les mêmes pour toutes les simulations.

### V.4.2.1 Redresseur MLI

La Figure 88 présente les résultats de simulation et expérimentaux dans le cas de la commande en boucle ouverte de tension. Les références de courant données par la relation (V - 14) n'ont pas la même forme d'onde, ni la même amplitude. Un bon suivi de ces références de courant est observé grâce au régulateur auto-oscillant utilisé (Figure 88(a)(b)(c)(d)). La stratégie de commande adoptée a permis de réduire considérablement les ondulations de couple en comparaison des Figures 86(a) et 88(e).

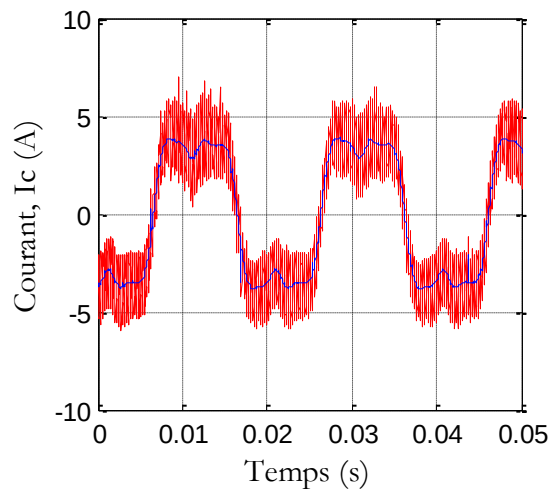
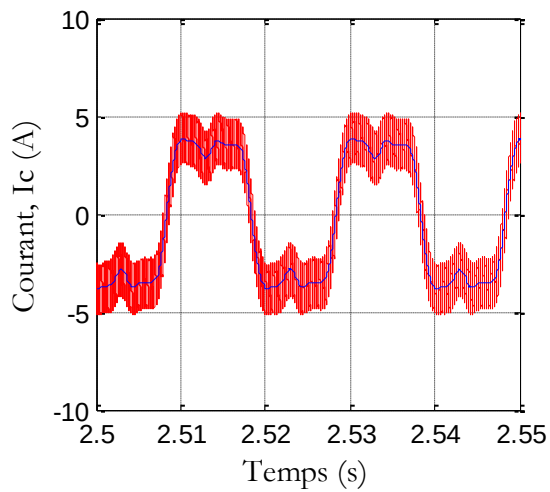


88(a) Courant dans la phase  $a$ , simulation (à gauche) et expérimental (à droite)

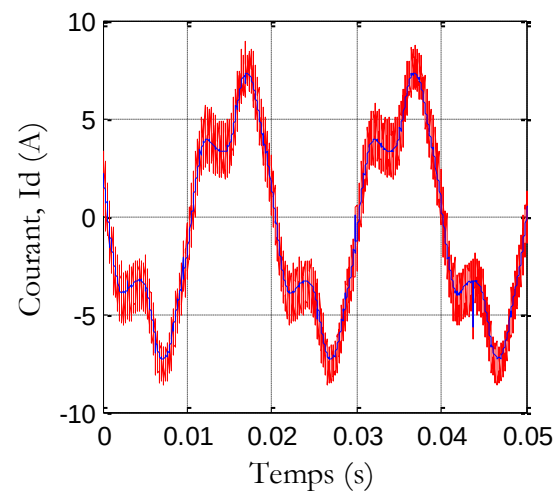
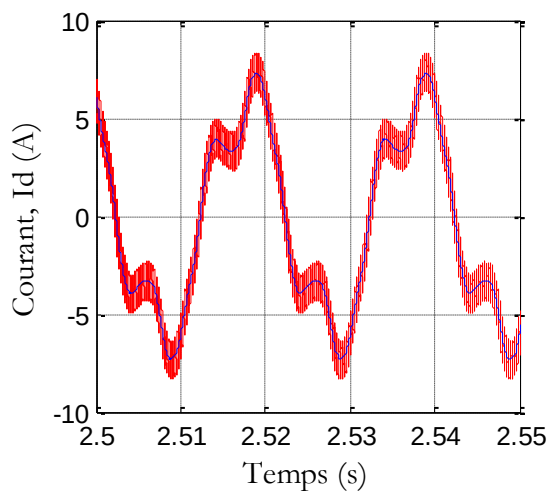


88(b) Courant dans la phase  $b$ , simulation (à gauche) et expérimental (à droite)

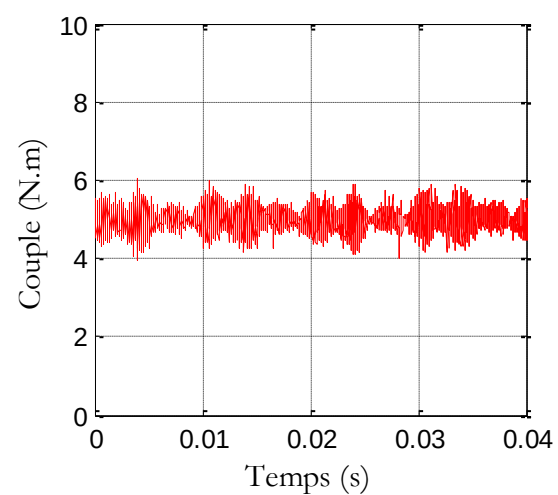
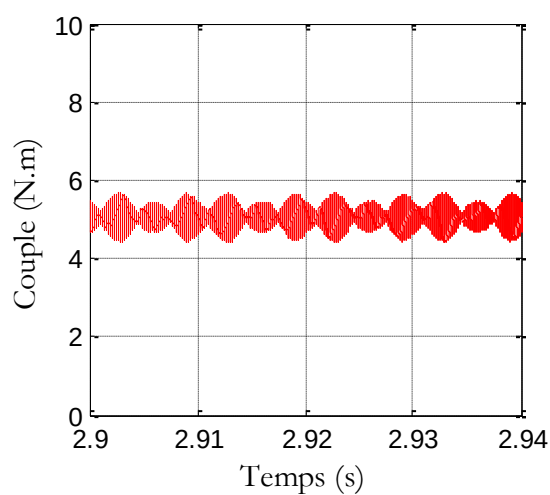




88(c) Courant dans la phase  $c$ , simulation (à gauche) et expérimental (à droite)



88(d) Courant dans la phase  $d$ , simulation (à gauche) et expérimental (à droite)

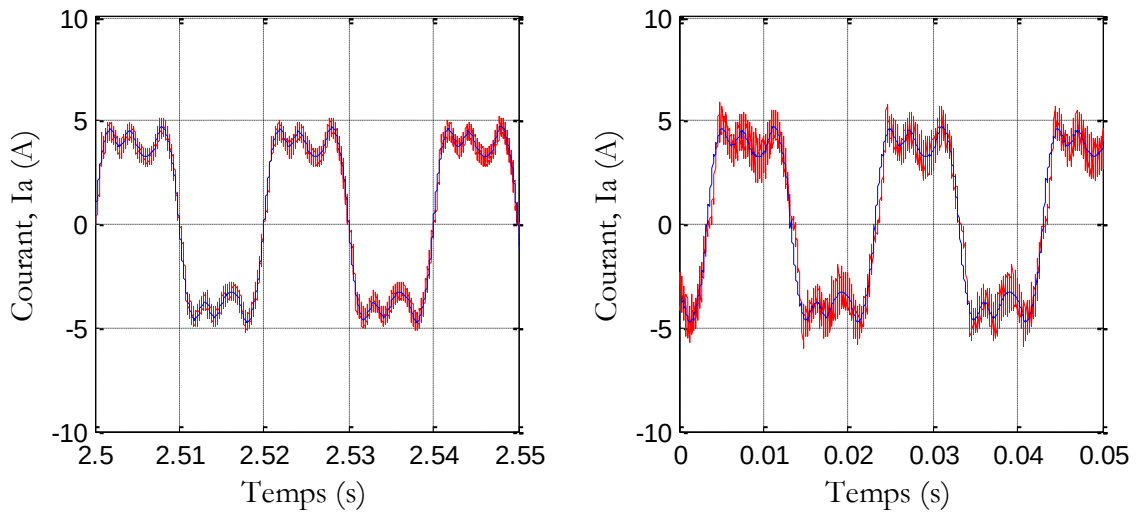


88(e) Couple électromagnétique, simulation (à gauche) et expérimental (à droite)

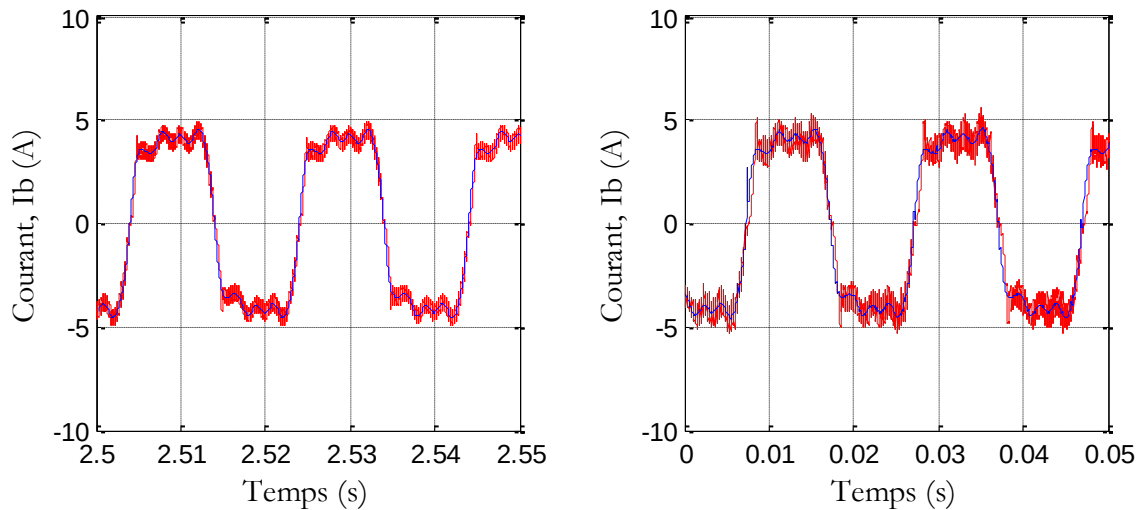
Figure 88 : Redresseur MLI, mode dégradé, phase  $e$  ouverte

#### V.4.2.2 Redresseur VIENNA

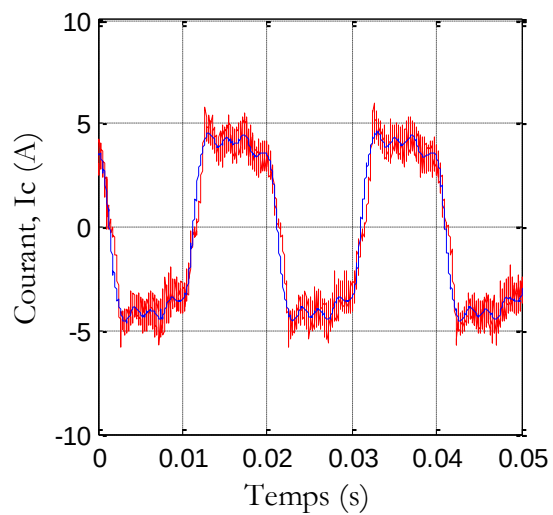
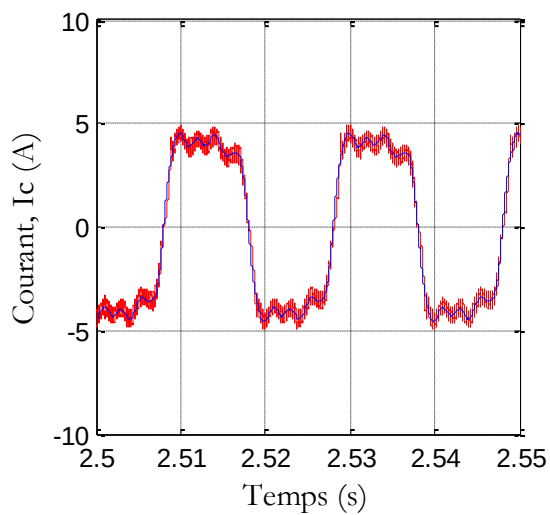
La Figure 89 présente les résultats de simulation et expérimentaux dans le cas de la commande en boucle ouverte de tension. Comme dans le cas du redresseur MLI, un bon suivi des références de courant est observé avec le régulateur auto-oscillant (Figure 89(a)(b)(c)(d)). Le neutre de la machine est relié au point milieu du bus continu et la somme des références de courant imposées est non nulle (Figure 89(e)). Les références de courant sont données par la relation (V - 13). La stratégie de commande adoptée a permis de réduire considérablement les ondulations de couple en comparaison des Figures 86(a) et 89(f).



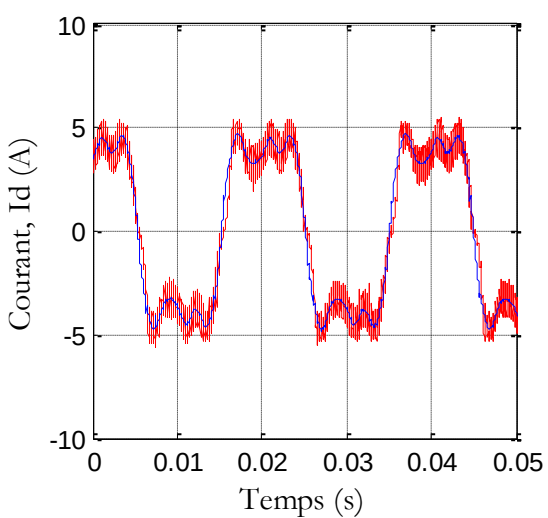
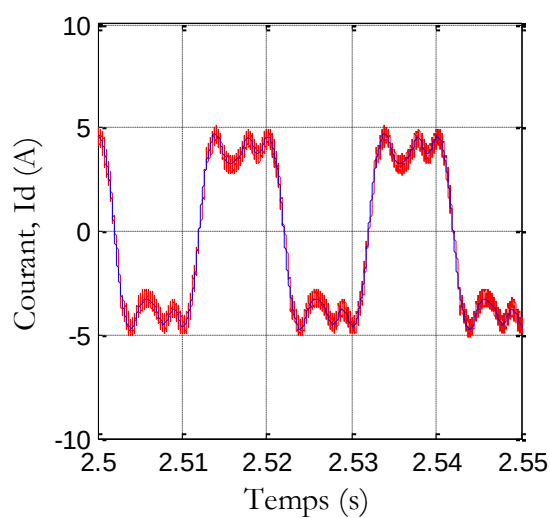
89(a) Courant dans la phase  $a$ , simulation (à gauche) et expérimental (à droite)



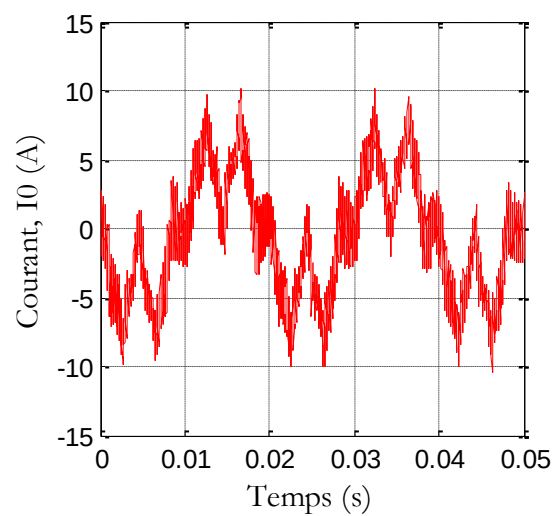
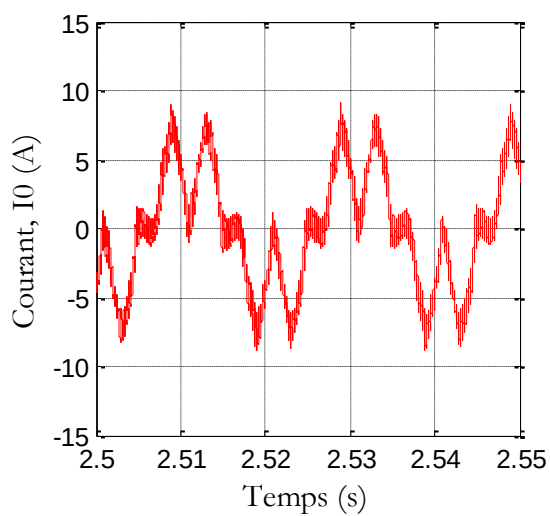
89(b) Courant dans la phase  $b$ , simulation (à gauche) et expérimental (à droite)



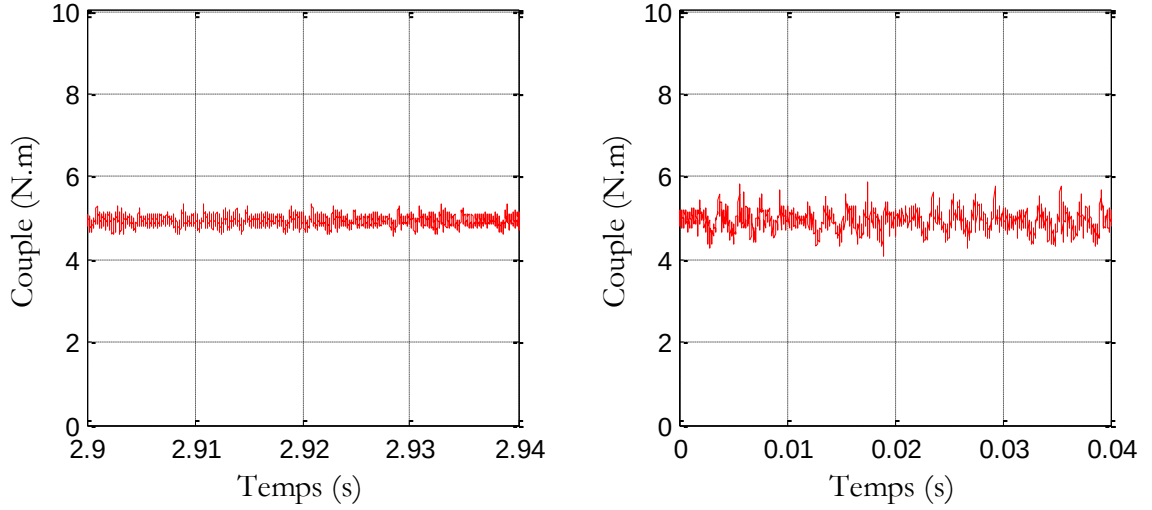
89(c) Courant dans la phase  $c$ , simulation (à gauche) et expérimental (à droite)



89(d) Courant dans la phase  $d$ , simulation (à gauche) et expérimental (à droite)



89(e) Courant circulant dans le neutre, simulation (à gauche) et expérimental (à droite)



89(f) Couple électromagnétique, simulation (à gauche) et expérimental (à droite)

Figure 89 : Redresseur VIENNA, mode dégradé, phase  $e$  ouverte

## V.5 Analyse et impact sur le couple et sur les pertes Joule

Dans cette partie, une analyse théorique de l'impact sur le couple et sur les pertes Joule des différentes stratégies de commande en mode dégradé adoptées (suivant le type de défaut) et des différentes configurations possibles est effectuée. Trois cas sont considérés :

- ouverture d'une phase de la machine, où en exemple, la phase  $e$  est considérée continuellement ouverte,
- ouverture de deux phases adjacentes de la machine, où en exemple, les phases  $d$  et  $e$  sont continuellement ouvertes,
- ouverture de deux phases non-adjacentes de la machine, où en exemple, les phases  $c$  et  $e$  sont continuellement ouvertes.

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

$$\Gamma_d = \frac{1}{\Omega} \sum_{z=a}^e (s_z E_z I_z) \quad (\text{V} - 17)$$

Avec  $z = a, b, c, d, e$ .  $s_z = 1$  pour les phases saines et  $s_z = 0$  pour les phases ouvertes.

L'expression des pertes Joule est donnée par :

$$P_{j_d} = r < (\sum_{z=a}^e (s_z I_z^2)) > \quad (\text{V} - 18)$$

Avec  $z = a, b, c, d, e$ .  $s_z = 1$  pour les phases saines et  $s_z = 0$  pour les phases ouvertes.

En combinant les équations (V - 13) et (V - 18) ou les équations (V - 14) et (V - 18) l'expression des pertes Joule peut être réécrite en fonction de la référence de couple en mode dégradé [Kes11].

Ainsi, à pertes Joule données, la référence de couple en mode dégradé peut être calculée.

Le Tableau 8 présente, pour chacune des configurations étudiées, l'impact sur les pertes Joule lorsque ce dernier n'est pas limité et que la référence de couple en mode dégradé est égale à 5 N.m. En mode normal, pour cette même valeur de référence de couple, les pertes Joule obtenues en simulation sont :

- neutre isolé,  $P_{j_N} = 24.47 \text{ W}$ ,
- neutre relié au point milieu du bus continu et exploitation de la FEM homopolaire,  $P_{j_N} = 24.05 \text{ W}$ .

| Cas                                                                                                                                        | $P_{j_d}/P_{j_N} \%$ |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------|
| Ouverture d'une phase, neutre isolé                                                                                                        | +36                  |
| Ouverture de deux phases adjacentes,<br>neutre isolé                                                                                       | +1663 (**)           |
| Ouverture de deux phases non-adjacentes,<br>neutre isolé                                                                                   | +79                  |
| Ouverture d'une phase, neutre relié au<br>point milieu du bus continu et somme des<br>références de courant non nulle                      | +25                  |
| Ouverture de deux phases adjacentes,<br>neutre relié au point milieu du bus continu<br>et et somme des références de courant non<br>nulle  | +70                  |
| Ouverture de deux phases non-adjacentes,<br>neutre relié au point milieu du bus continu<br>et somme des références de courant non<br>nulle | +69                  |

Tableau 8 : Impact sur les pertes Joule, stratégie de commande en mode dégradé adoptée

Dans le cas de l'ouverture de deux phases adjacentes, à couple constant, les pertes Joule, augmentent de +1663 % (Tableau 8), ce qui est énorme et peut avoir des conséquences très graves pour la machine surtout du point vue thermique. Cette augmentation est due à l'amplitude des références de courant qui est très grande. La stratégie de commande adoptée n'est pas bonne. En reliant le neutre de la machine au point milieu du bus continu et en imposant la somme des références de courant non nulle, les pertes Joule augmentent de +70 % (Tableau 8).

Le Tableau 9 présente, pour chacun des cas considérés, l'impact sur le couple électromagnétique lorsque les pertes Joule en mode dégradé sont maintenues égales aux pertes Joule en mode normal. Suite à l'ouverture d'une phase, la référence de couple diminue de -14 % (Tableau 9) dans le cas où le neutre de la machine est isolé. Lorsque le neutre de la machine est relié au point milieu du bus continu et que la somme des références de courant imposés est non nulle, la référence de couple diminue de -10 % (Tableau 9). Lors de l'ouverture de deux phases adjacentes avec neutre de la machine isolé, la référence de couple diminue fortement (-76 %) (Tableau 9).

| Cas                                                                                                                                        | $\Gamma_{\text{dref}}/\Gamma_{\text{ref}} \%$ |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------|
| Ouverture d'une phase, neutre isolé                                                                                                        | -14                                           |
| Ouverture de deux phases adjacentes,<br>neutre de la machine isolé                                                                         | -76 (**)                                      |
| Ouverture de deux phases non-adjacentes,<br>neutre de machine isolé                                                                        | -25                                           |
| Ouverture d'une phase, neutre relié au<br>point milieu du bus continu et somme des<br>références de courant non nulle                      | -10                                           |
| Ouverture de deux phases adjacentes,<br>neutre relié au point milieu du bus continu<br>et somme des références de courant non<br>nulle     | -23                                           |
| Ouverture de deux phases non-adjacentes,<br>neutre relié au point milieu du bus continu<br>et somme des références de courant non<br>nulle | -23                                           |

Tableau 9 : Impact sur le couple, stratégie de commande en mode dégradé adoptée

## V.6 Conclusion

Ce chapitre était consacré à une ébauche sur la commande en mode dégradé de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé AC/DC ». Suivant le type de convertisseur, les modèles en vue de la simulation de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé AC/DC » ont été établis. Les stratégies de commande élaborées ont permis de réduire considérablement les ondulations de couple. Les résultats de simulation et expérimentaux obtenus le prouvent. Une analyse théorique faite dans la dernière partie a permis d'apprécier les avantages et inconvénients de chacune des stratégies de commande pour différentes configurations possibles.

## Conclusion générale

---



Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la modélisation dynamique et la commande d'un ensemble « génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale – convertisseur AC/DC » tolérant aux défauts dans le contexte de l'exploitation des sources d'énergies renouvelables marines. L'étude a été focalisée sur les performances des boucles internes de courant et a été menée par analyse théorique, par simulation numérique pour être enfin validée sur des bancs expérimentaux que nous avons réalisés. Des approches de modélisation dynamiques complémentaires appropriées ont été réalisées en fonction de l'objectif visé et les modèles suivants ont été élaborés :

- modèles en vue de l'analyse où on met en exergue l'influence de certains paramètres,
- modèles en vue de la simulation qui conduisent à la réalisation des bancs d'essais virtuels reproduisant le comportement temporel du système,
- modèles en vue de la commande sur lesquels on se base pour établir les stratégies de commande voire la synthèse des régulateurs.

Dans le chapitre I nous nous sommes intéressés à l'accroissement de la fiabilité et à l'amélioration de la sûreté de fonctionnement de la chaîne de conversion d'énergie. Ainsi, une classification des défauts dans une chaîne de conversion d'énergie a été réalisée. Ces défauts ont été circonscrits aux convertisseurs électromécaniques et aux convertisseurs statiques. Cette classification a permis de faire l'analyse des taux de défaillance des composants dans une chaîne de conversion d'énergie pour diverses applications. De cette étude, il ressort une conclusion importante sur la nécessité de minimiser le nombre de composants actifs de puissance commandables. Ensuite nous avons dressé un panorama des différentes topologies d'ensemble « machine – convertisseur » tolérantes aux défauts. Enfin nous avons montré les avantages des machines à grand nombre de phases par rapport aux machines triphasées classiques. En plus de la segmentation de puissance mis en jeu dans le dispositif de production d'énergie électrique, elles permettent d'accroître la fiabilité et d'améliorer la sûreté de fonctionnement de la chaîne de conversion d'énergie tout en garantissant la continuité de la fourniture d'énergie en mode défaut. Ainsi notre choix s'est orienté vers une génératrice pentaphasée associée à un convertisseur AC/DC commandé de type redresseur MLI pentaphasé ou de type redresseur VIENNA pentaphasé. Ce dernier en plus de permettre le fonctionnement dégradé, minimise le nombre de composants actifs de puissance commandables. Pour clore ce chapitre, les architectures d'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé AC/DC » possibles en fonctionnement normal et en fonctionnement dégradé ont été présentées.

Le chapitre II était dédié à la modélisation dynamique et aux stratégies de commande de la génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale. Une approche de modélisation de la machine pentaphasée basée sur la théorie de Fortescue a été investiguée. Cette approche peut être extrapolée à une machine comportant un nombre premier de phases supérieur à 5. En mode normal, l'analyse vectorielle nous a permis d'établir le modèle électrique de la génératrice pentaphasée dans la base canonique, dans les référentiels de Concordia et dans les référentiels de Park. Il a été montré que la génératrice pentaphasée peut être décomposée en trois sous machines : une machine principale, une machine secondaire et une machine homopolaire. L'influence de la commande et de la fonction de couplage des phases a permis de conclure sur l'intérêt d'avoir une machine à répartition non sinusoïdale. Après avoir fait l'analyse vectorielle de la génératrice pentaphasée, les stratégies de commande de la génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale ont été élaborées. En tenant compte de la connexion ou non du neutre de la machine au point milieu du bus continu et de tous les harmoniques de la FEM, les références de courant ont été déterminées dans chaque référentiel où la commande est faite. Lorsque les deux sous machines "principale" et "secondaire" sont exploitées et en se limitant aux premiers harmoniques (seuls les harmoniques de rang 1 et 3 sont exploités), nous avons montré que les références de courants sont constantes dans les référentiels de Park relatifs à la machine principale et à la machine secondaire. Dans ce cas la commande dans le référentiel de Park garde tous ses avantages. Lorsque les deux sous machines "principale" et "secondaire" sont exploitées et en exploitant tous les harmoniques de la FEM (l'harmonique de rang 7 exploité) ou si la machine homopolaire est exploitée, nous avons montré que, quel que soit le référentiel où la commande est faite, les références de courant ne sont plus constantes. Dans ce cas la commande dans le référentiel de Park perd tous ses avantages. Une commande dans le référentiel abcde ou dans le référentiel de Concordia trouve toute son importance.

Le profil spécifique des références de courant et les modèles de l'ensemble « génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale – convertisseur AC/DC » fortement non linéaires, surtout en mode dégradé, nous amènent à conclure sur la nécessité de disposer de régulateurs robustes et à très hautes dynamiques. Deux régulateurs ont été choisis : le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  type linéaire et le MRC qui est un modulateur - régulateur analogique de type non-linéaire.

Le chapitre III était consacré à la commande par régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé AC/DC ». Deux

topologies de convertisseur ont été investiguées : le redresseur MLI pentaphasé et le redresseur VIENNA pentaphasé. Dans un premier temps le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  est étudié. Une méthode analytique et une méthode d'optimisation, pour la détermination de ses paramètres, ont été proposées. Ensuite une méthode d'approximation de l'opérateur intégrateur d'ordre fractionnaire, basée sur la méthode de Charef, a été investiguée. Enfin le contrôle des boucles internes de courant par régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  du redresseur MLI pentaphasé et du redresseur VIENNA pentaphasé a été introduit. Les modèles, en vue de la simulation et en vue de la commande, de l'ensemble « génératrice pentaphasée – redresseur MLI pentaphasé » et « génératrice pentaphasée – redresseur VIENNA pentaphasé » ont été développés. Les résultats de simulation obtenus montrent, dans tous les référentiels où la commande est faite, un bon suivi des références de courant non constantes grâce au régulateur fractionnaire.

Dans le chapitre IV et V, le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  est remplacé par le régulateur auto-oscillant (MRC). Les bancs expérimentaux réalisés sont présentés. Les modèles de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé » ont été validés expérimentalement. En fonctionnement normal et en fonctionnement dégradé, tous les algorithmes de commande élaborés ont été implantés sur le banc d'essai logiciel puis validés sur le banc d'essai expérimental. Concernant le banc d'essai expérimental, tous les algorithmes de commande ont été gérés par le système DSPACE 1103. Etant donnée la complexité du système, nous avons proposé une commande hybride. La boucle interne, pour la régulation des courants, est constituée des modulateurs - régulateurs auto-oscillants, (MRC). La boucle externe, pour la régulation de la tension du bus continu, est constituée d'un régulateur PI implanté sur le système DSPACE 1103. S'agissant des boucles internes de courant, en fonctionnement normal et en fonctionnement dégradé, une nette concordance entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux a été observée. On dénote aussi un bon suivi des références de courant grâce aux régulateurs auto-oscillants utilisés. En fonctionnement dégradé, les modèles de l'ensemble « génératrice pentaphasée – convertisseur pentaphasé » en vue de la commande sont fortement non-linéaires. Ce problème a été rejeté au niveau de la structure de commande proposée plus particulièrement au niveau du régulateur utilisé. Ainsi, la stratégie de commande élaborée en mode dégradé a permis de réduire considérablement les ondulations de couple. Enfin pour clôturer le chapitre IV une ébauche sur la commande par régulateur auto-oscillant du générateur hydrolien à base de génératrice pentaphasée à FEM non sinusoïdale a été

réalisée. La turbine hydrolienne a été intégrée dans la chaîne de conversion d'énergie. On s'est intéressé à la commande en mode P-Q.

La difficulté majeure de l'étude réside sur l'établissement du modèle du redresseur VIENNA pentaphasé due à la forte présence des diodes dans la topologie. Le modèle proposé n'est valable que lorsque les vecteurs FEM et courant sont colinéaires.

Les résultats expérimentaux ont montré que lorsque le neutre de la machine est isolé, un déséquilibre de la tension aux bornes des condensateurs peut exister si un contrôle du point milieu du bus continu n'est pas fait.

Les travaux développés, dans le cadre de cette thèse, peuvent être approfondis et d'autres axes de recherche peuvent être explorés.

Le modèle du redresseur VIENNA pentaphasé peut être amélioré en tenant compte, d'une part des états de conduction des diodes (les vecteurs FEM et courant ne sont pas en phase) et d'autre part, dans le cas où le neutre de la machine est isolé, du déséquilibre de la tension aux bornes des condensateurs qui peut subsister.

Un autre aspect important peut être introduit : la phase de détection des défauts et la phase de reconfiguration totale du système avec toutes les stratégies de déconnexion et de connexion adaptées.

Concernant le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$ , en vue d'une implantation pratique, d'autres méthodes d'approximation de l'opérateur intégrateur fractionnaire permettant de réduire l'ordre du système peuvent être envisagées.

Concernant la partie hydrolienne, une étude plus approfondie doit être menée en tenant compte des profils de vitesse des courants marins non constants et perturbés. Un test des algorithmes MPPT lorsque les paramètres de la turbine ne sont pas connus pourrait être envisagé.



## Références Bibliographiques

---

[Abd07] **Abdelli A.** Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive. Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.

[Ala06] **Alahuhtala, J. and Tuusa, H.** Four-Wire Unidirectional Three-Phase/Level/Switch (VIENNA) Rectifier. 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, IECON, pp 2420-2425, 2006.

[Ame10] **Amelon N.** Contribution à la modélisation dynamique des alternateurs en vue de la simulation des réseaux embarqués et îlotés. Thèse de Doctorat de l'Université Nantes, 2010.

[And09] **Andreica M.** Optimisation énergétique de chaînes de conversion hydroliennes - modélisation, commandes et réalisations expérimentales. Thèse de Doctorat de l'Institut Polytechnique de Grenoble, 2009.

[Bau12] **Baudart F., Dehez B. Matagne E., Telteu-Nedelcu D., Alexandre P. and Labrique F.** Torque control strategy of polyphase permanent-magnet synchronous machines with minimal controller reconfiguration under open-circuit fault of one phase. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Iss.6, pp. 2632-2644, 2012.

[Bau13] **Baudart F., Matagne E., Dehez B. and Labrique F.** Optimal current waveforms for permanent magnet synchronous machines with any number of phases in open circuit. Mathematics and Computers in Simulation, Elsevier, Vol. 90, pp.1-14, 2013.

[Ben10] **Benoit M., Dhédin J.F. et Mattarolo G.** Energies Marines hydrolienne et houlomotrice. Exemples de projets et de travaux R&D. Conférence Institut Coriolis, 2010.

[Ber03] **Bernard N., Multon B. and Ahmed H.B.** Le redresseur MLI en absorption sinusoïdale de courant. Revue 3I, pp. 56-65, 2003.

[Bia07] **Bianchi N., Bolognani S. and Pre M. D.** Strategies for the fault-tolerant current control of a five-phase permanent-magnet motor. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 43, No. 4, pp. 960-970, 2007.

[Bnb12] **Benbouzid M.E.H., Astolfi J.A., Bacha S., Charpentier J.F., Machmoum M., Maitre T. et Roye D.** Chapitre 8, Concepts, modélisation et commandes des

hydroliennes du livre *Energies Renouvelables Marines*. Traité EGEM Hermes Lavoisier, sous la direction de Bernard Multon, pp. 265-328, 2012.

[Bne11a] **Benelghali S., Benbouzid M.E.H., Charpentier J.F., Ahmed-Ali T. and Munteanu I.** Experimental validation of a marine current turbine simulator: Application to a PMSG-based system second-order sliding mode control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 118-126, 2011.

[Bne11b] **Benelghali S., Mekri F., Benbouzid M. and Charpentier J.F.** Performance Comparison of Three- and Five-Phase Permanent Magnet Generators for Marine Current Turbine Applications Under Open-Circuit Faults. *Proceedings of the International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG*, pp. 1-6, 2011.

[Bne10] **Benelghali S., Benbouzid M.E.H. et Charpentier J.F.** Modélisation et commande d'une hydrolienne équipée d'une génératrice asynchrone double alimentation. *European Journal of Electrical Engineering*, Vol. 13, pp. 161-178, 2010.

[Bne09] **Benelghali S.** On Multiphysics Modeling and Control of Marine Current Turbine Systems. Ph.D Thesis, Université de Bretagne Occidentale, 2009.

[Bod01] **Bode G.H. and Holmes D. G.** Load independent hysteresis current control of a three level single phase inverter with constant switching frequency. *IEEE, Power Electronics Specialists Conference, PESC, Vancouver*, vol. 1, pp. 14-19, 2001.

[Bod45] **Bode, H. W.** *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, Van Nostrand, New York, 1945.

[Bol00] **Bolognani S., Zordan M. and Zigliotto M.** Experimental Fault-Tolerant Control of a PMSM Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.47, No.5, pp. 1134-1141, 2000.

[Bon] **Bonnett A.H. and Soukup G.C.** Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phases squirrel cage induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 28, No.4, pp. 921-937, 1992.



- [Bor07] **Le Borgne G.** Interface AC/DC/AC - Evaluation de Convertisseurs AC/DC à Structure « Boost » et à Topologies minimisant le nombre de composants actifs de puissance. Rapport de Master de Recherche de l'Ecole Polytechnique de L'Université de Nantes, 2007.
- [Cao05] **Cao J.Y., Liang J. and Cao B.G.** Optimization of fractional order PID controllers based on genetic algorithms. Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou, China, pp. 5686-5689, 2005.
- [Cao06] **Cao J.Y. and Cao B.G.** Design of Fractional Order Controller Based on Particle Swarm Optimization. International Journal of Control, Automation, and Systems, Vol. 4, No.6, pp. 775-781, December 2006.
- [Car10a] **Caraiman G., Nichita C., Mînză V. and Dakyo B.** Marine Current Turbine Emulator Design Based on Hardware in the Loop Simulator Structure. IEEE, 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC, pp. 101-107, 2010.
- [Car12] **Caraiman G., Nichita C., Mînză V., Dakyo B. and Jo C.H.** Real Time Marine Current Turbine Emulator: Design, Development and Control Strategies. IEEE, XXth International Conference on Electrical Machines, ICEM, pp. 2145-2150, 2012.
- [Car10b] **Caraiman G., Nichita C., Mînză V., Dakyo B. and Jo C.H.** Study of a Real Time Emulator for Marine Current Energy Conversion. IEEE, XIXth International Conference on Electrical Machines, ICEM, pp. 2145-2150, 2010.
- [Car10c] **Caraiman G., Nichita C., Mînză V., Dakyo B. and Jo C.H.** DSP-Based Marine Current Turbine Emulator Using a 3-Phase Inverter. IEEE, 3rd International Symposium on Electrical and Electronics Engineering, ISEEE, pp. 17-22, 2010.
- [Cen14] **Chen H.** Modeling and Control of a Marine Current Energy Conversion System using a Doubly Salient Permanent Magnet Generator. Ph.D Thesis, Université de Nantes, 2014.

- [Cha92] **Charef A., Sun H.H., Tsao Y.Y., and Onaral B.** Fractal system as represented by singularity function. IEEE Transaction on Automatic Control, Vol.37, (9), pp. 1465-1470, 1992.
- [Cha06] **Charef A.** Analogue realization of fractional-order integrator, differentiator and fractional  $PI^\lambda D^\mu$ -controller. The Institution of Engineering and Technology, IEE Proceedings Control Theory and Application, Vol. 153, Iss. 6, pp. 714-720, 2006.
- [Che09] **Chen Y., Petráš I. and Xue D.** Fractional Order Control - A Tutorial. American Control Conference, Hyatt Regency Riverfront, St Louis, MO, USA, pp. 1397-1411, 2009
- [Cla99a] **Le Claire J.C.** Circuits spécifiques pour commande de machines à courants alternatifs. Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 1999.
- [Cla99b] **Le Claire J.C., Siala S., Saillard J., Le Doeuff R.** A new pulse modulation for voltage supply inverter's current control. 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, Switzerland, 1999.
- [Cla02] **Le Claire J.C., Siala S., Saillard J., Le Doeuff R.** US patent n° 6.376.935 B1, April 23, 2002. Method and device for controlling switches in a control system with variable structure, with controllable frequency.
- [Cla05] **Le Claire J.C., Menager L., Olivier J.C. and Ginot N.** Isolation amplifier for high voltage measurement using a resonant control loop. European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2005, Germany, September 11-14, 2005.
- [Cla08] **Le Claire J.C. and Le Borgne G.** Double Boost Effect Topology for AC/DC Converter with Unity Power Factor. 39th Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, Greece, CD-ROM, pp. 15-19, June 2008.
- [Cla09] **Le Claire J.C.** Chapitre 5, Commande rapprochée de convertisseur statique 2 – Stratégie de commande de courant par régulateur auto-oscillant (MRC). Traité EGEM Hermes Lavoisier, sous la direction de Eric Monmasson, pp. 157-187, ISBN 978-2-7462-2384-4, 2009.
- [Cre10] **Crévits Y.** Caractérisation et commande des entraînements polyphasés en mode dégradé d'alimentation. Thèse de Doctorat de l'Université Lille, 2010.

[Dav04] **Daviau J.F., Majastre H., Guena F. et Ruer J.** Divers aspects de l'exploitation de l'énergie des courants marins. Publication SeaTech Week, 2004.

[http://www.ifremer.fr/dtmsi/colloques/seatech04/mp/article/4.courants\\_marins/4.4.saip\\_emhxe.pdf](http://www.ifremer.fr/dtmsi/colloques/seatech04/mp/article/4.courants_marins/4.4.saip_emhxe.pdf)

Dernier accès le 18/06/2014.

[Die14a] **Dieng A., Le Claire J.C., Benkhoris M.F. and Ait-Ahmed M.** High-Efficiency Current Control of Five-Phase VIENNA Rectifier - PMSG SET For Marine Current Turbine Applications. The 16th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2014, pp. 1-10, August 2014.

[Die11] **Dieng A.** Commande par des régulateurs fractionnaires d'une machine synchrone polyphasée associée à des convertisseurs MLI. Rapport de Master de Recherche de l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, 2011.

[Die12a] **Dieng A., Benkhoris M.F. and Ait-Ahmed M.** Torque Control Strategy of Non-sinusoidal Brushless DC Motor Based on Fractional Regulator. 21th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Naples, pp. 207-212, June 2012.

[Die12b] **Dieng A., Benkhoris M.F. and Ait-Ahmed M.** Torque Ripples Reduction of five phases PMSM using Fractional Order Regulator. XXth International Conference on Electrical Machines, ICEM, Marseille, France, pp. 1114-1120, 2012.

[Die12c] **Sari B., Dieng A., Benkhoris M.F. and Ait-Ahmed M.** A new robust Torque Control of a five phases permanent magnet synchronous machine. International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, EPE PEMC, Novi-Sad, Serbie, pp. LS1c.5-1 - LS1c.5-6, September 2012.

[Die13] **Dieng A., Le Claire J.C., Benkhoris M.F. and Ait-Ahmed M.** Comparative evaluation of the Single-phase "VIENNA I" and the Double Boost Effect "DBE" rectifiers under sliding mode current control. European Conference on Power Electronics and Applications, EPE, Lille, France, pp. 1-10, September 2013.

[Die14b] **Dieng A., Le Claire J.C., Benkhoris M.F. and Ait-Ahmed M.** Control of Single-phase Double Boost Effect AC-DC Converter. Journal of Electrical Engineering, JEE, Vol 14, Edition 3, pp. 1-9, 2014.

[Die14c] **Dieng A., Benkhoris M.F., Ait-Ahmed M. and Le Claire J.C.** Fault-Tolerant Control of 5-Phase PMSG for Marine Current Turbine Applications Based on Fractional Controller. 19th IFAC World Congress 2014, Vol 19, pp. 11950-11955, August 2014.

[Djo] **Djouambi A.** Contribution à la commande CRONE, Thèse de Doctorat de l'Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2008.

[Dvi07] **Davigny A.** Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie. Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, 2007.

[Dwa08] **Dwari S. and Parsa L.** An optimal control technique for multiphase PM machines under open-circuit faults. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 5, pp. 1988-1995, 2008.

[Err11] **Errabelli R.R. and Mutschler P.** A Fault Tolerant Control and Power Electronic for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. IEEE, 14th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE, pp. 1-10, 2011.

[Err12] **Errabelli R.R. and Mutschler P.** Fault Tolerant Voltage Source Inverter for Permanent Magnet Drives. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.27, Iss.2, pp. 500-508, 2012.

[Est11] **Estima J.O. and Marques Cardoso A.J.** A Fault-Tolerant Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Integrated Voltage Source Inverter Open-Circuit Faults Diagnosis. IEEE, 14th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE, pp. 1-10, 2011.

[For18] **Fortescue C.L.** Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks, Annual convention of the American Institute of Electrical Engineers, pp. 1027-1138, June 1918.

[Fli11] **Flieller D., Nguyen N.K., Schwab H. et Sturtzer G.** Chapitre 3, Commande des actionneurs synchrones en modes dégradés – Analyse des modes de défaillances et alimentations optimales en cas de défauts du livre Commandes d'actionneurs électriques synchrones et spéciaux. Traité EGEM Hermes Lavoisier, sous la direction de Jean-Paul Louis, pp. 97-154, ISBN 978-2-7462-2596-1, 2011.

- [Fu93] **Fu J. R. and Lipo T. A.** A strategy to isolate the switching device fault of a current regulated motor drive. Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol. 2pp. 1015–1020, 1993.
- [Fu94] **Fu R. and Lipo T.A.** Disturbance-free operation of a multiphase current regulated motor drive with an opened phase. IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 30, No.5, pp. 1267-1274, 1994.
- [Gai07] **Gaillard A., Karimi S, Poure P., Saadate S. and Gholipour E.** A Fault Tolerant Converter Topology for Wind Energy Conversion System with Double Fed Induction Generator. IEEE, European Conference on Power Electronics and Applications, EPE, pp. 1-6, 2007.
- [Gon10] **Gong R., Zhang G., Luo J., Yang Y. and Tian Y.** A new design Mmethod fractional order  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  controller. Proceedings of the 29th Chinese Control Conference, Beijing, China, pp. 194-198, 2010.
- [Han14] **Hang L., Li B., Zhang M., Wang Y., and Tolbert L. M.** Equivalence of SVM and Carrier-Based PWM in Three-Phase/Wire/Level Vienna Rectifier and Capability of Unbalanced-Load Control. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 1, pp. 20-28, 2014.
- [Haq08] **Haque M.E., Muttaqi K.M. and Negnevitsky M.** Control of a Stand Alone Variable Speed Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator. IEEE, Power and Energy Society General Meeting – Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, pp. 1-8, 2008.
- [Haq10] **Haque M.E., Negnevitsky M., Muttaqi K.M.** A Novel Control Stratagy for a Variable-Speed Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.4, Iss.1, pp. 331-339, 2010.
- [Has10] **Hassanain N.E.A.M. and Fletcher J.E.** Steady-state performance assessment of three- and five-phase permanent magnet generators connected to a diode bridge rectifier under open-circuit faults. IET Renewable Power Generation, Vol. 4, Iss. 5, pp. 420-427, 2010.

[Ho09] **Ho C.N.M., Cheung V.S.P. and Chung H.S.H.** Constant-Frequency Hysteresis Current Control of Grid-Connected VSI Without Bandwidth Control. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 11, pp. 2484-2495, 2009.

[Int14] [http://energeia.voila.net/renouv/electri\\_renovu\\_fr\\_de.htm](http://energeia.voila.net/renouv/electri_renovu_fr_de.htm)

Dernier accès le 18/06/2014.

[Kan01] **Kang B.J. and Liaw C.M.** A Robust Hysteresis Current-Controlled PWM Inverter for Linear PMSM Driven Magnetic Suspended Positioning System. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 5, pp. 956-967, 2001.

[Kes03] **Kestelyn X.** Modélisation vectorielle multi machine pour la commande des ensembles convertisseurs- machines polyphasées. Thèse de Doctorat de l'Université Lille 1, 2003.

[Kes02] **Kestelyn X. Semail E. and Hautier J.P.** Vectorial Multi-machine modeling for a five-phase machine. International Congress on Electrical Machines, ICEM, Belgium, 2002, CD-ROM.

[Kes11] **Kestelyn X and Semail E.** A vectorial approach for generation of optimal current references for multiphase permanent-magnet synchronous machines in real time. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 11, pp. 5057–5065, 2011.

[Kol96] **Kolar J.W., Ertl H., and Zach F. C.** Design and Expérimental Investigation of a Three-Phase High Power Density High Efficiency Unity Power Factor PWM (VIENNA) Rectifier Employing a Novel Power Semiconductor Module. IEEE, 11th Conference on Applied Power Electronics Conférence, pp. 514-523, 1996.

[Kol97]. **Kolar J.W. and Zach, F. C.** A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High Power Telecommunication Modules. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 4, pp. 456-466, 1997.

[Kol99] **Kolar J.W. and Ertl, H.** Status of the Techniques of Three-Phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains, INTELEC, 1999.

[Kol00] **Kolar J.W., Drofenik U., Miniböck J. and Ertl H.** A New Concept for Minimizing High-Frequency Common-Mode EM1 of Three-phase PWM Rectifier Systems

Keeping High Utilization of the Output Voltage. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC, Vol. 1, pp. 519-527, 2000.

[Lad07] **Ladaci S.** Contribution à la commande adaptative d'ordre fractionnaire, Thèse de Doctorat de l'Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2007.

[Lai09] **Lai R., Wang F. Burgos R., Boroyevich, D., Jiang D. and Zhang D.** Average Modeling and Control Design for VIENNA-Type Rectifiers Considering the DC-Link Voltage Balance. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 11, pp. 2509-2522, 2009.

[Lec04] **Leclercq L.** Apport du stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d'assurer des services systèmes. Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, 2004.

[Lia11] **Liang J. and Whitby B.** Field Oriented Control of a Permanent Magnet Synchronous Generator for use in a Variable Speed Tidal Stream Turbine. IEEE, Proceedings of 2011 46th International Universities' Power Engineering Conference, UPEC, Germany, pp. 1-6, 2011.

[Lor] **Loron L.** Défaits dans les entraînements électriques, Diagnostic et commande des machines électriques. IREENA, Inter Gdr Seeds/Macs, 2007.

[http://www2.irccyn.ec-nantes.fr/CSE/documents%20web\\_27\\_09\\_07/Defauts\\_LL\\_27\\_09\\_07.pdf](http://www2.irccyn.ec-nantes.fr/CSE/documents%20web_27_09_07/Defauts_LL_27_09_07.pdf)

Dernier accès le 18/06/2014.

[Mad04] **Madani N.** Commande à structure variable d'une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs MLI : modélisation dynamique, alimentation et validation expérimentale. Thèse de Doctorat de l'Université Nantes, 2004.

[Mar03] **Martin J.P.** Contribution à l'alimentation en tension de machines synchrones à aimants permanents à nombre de phases élevé : Fonctionnement normal et dégradé. Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 2003.

[Meh10] **Mehra V., Srivastava S. and Varshney P.** Fractional-order PID controller design for speed control of DC motor. Third International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology, New Delhi, India, pp. 422-425, 2010.

[Mer05] **Merabtene M.** Modelisation dynamique et Commande d'une machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs MLI : fonctionnement en mode normal et en mode dégradé. Thèse de Doctorat de l'Université Nantes, 2005.

[Mir05] **Mirecki A.** Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance. Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.

[Nai10] **Naidu M., Gopalakrishnan S. and Nehl T.W.** Fault-Tolerant Permanent Magnet Motor Drive Topologies for Automobile X-By-Wire Systems. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.46, No.2, pp. 841-848, 2010.

[Nes07] **Nesrine B.Y.** Modélisation et commande des redresseurs triphasés fonctionnant à haut rendement et à faible taux de distorsion harmonique: application au redresseur triphasé de Vienne. Thèse de Doctorat de l'Ecole de Technologie Supérieure de l'Université du Québec, 2007.

[Nic02] **Nichita C., Luca D., Dakyo B, and Ceanga E.** Large Band Simulation of the Wind Speed for Real Time Wind Turbine Simulators. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 17, No.4, pp. 523-529, 2002.

[Nic06] **Nichita C., M. El Mokadem, Dakyo B.** Wind turbine simulation procedures, Wind Engineering Journal, Vol. 30, No.3, pp. 187-200, 2006.

[Nic13] **Nichita C.** Etude par émulation de l'efficacité énergétique des systèmes Hydroliens - Eoliennes. SEEDS EMR St-Nazaire, 2013.

<http://www.seedsresearch.eu/documents/10548/79979/Nichita;jsessionid=0EB1327D871E6D7926FEBB023B957720?version=1.0&t=1373559231000>

Dernier accès le 18/06/2014.

[Oli06] **Olivier J.C.** Modélisation et Conception d'un modulateur auto-oscillant adapté à l'émulation d'organes de puissance. Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2006.

[Ou10] **Ou B., Song L. and Chang C.** Tuning of fractional PID controllers by using radial basis function neural networks. 8th IEEE International Conference on Control and Automation Xiamen, China, pp. 1239-1244, 2010.



- [Ous91] **Oustaloup A.** La commande CRONE, Paris: Hermès, 1991.
- [Ous99] **Oustaloup A. et Mathieu B.** La commande CRONE : du scalaire au multivariable, Edition Hermès, Paris, 1999.
- [Par04] **Parsa L. and Toliyat H.A.** Fault-Tolerant Five-Phase Permanent Magnet Motor Drives. 39th IAS Annual Meeting Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference, Vol.2, pp. 1048-1054, 2004.
- [Pat03] **Pathak D., Locher R.E and Mazumdar H. S.** 3-Phase Power Factor Correction Using Vienna Rectifier Approach and Modular Construction for Improved overall Performance, Efficiency and Reliability. IXYS CORP. Santa Clara, CA USA, 2003.
- [Pod99] **Podlubny I.** Fractional-order systems and  $PI^\lambda D^\mu$  controllers, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 44, No.1, pp. 208-213, 1999.
- [Qia03] **Qiao C., and Smedley K.M.** Three-Phase Unity-Power-Factor Star-Connected Switch (VIENNA) Rectifier With Unified Constant-Frequency Integration Control. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 4, pp. 952-957, 2003.
- [Qiu11] **Qiu Z., Zhou K. and Li Y.** Modeling and Control of diode Rectifier Fed PMSG based Wind Turbine. IEEE, 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, DRPT, pp. 1384-1388, 2011.
- [Rib04] **Ribeiro R.L.D.A., Jacobina C.B, da Silva E.R.C. and Lima A.M.N.** Fault-Tolerant Voltage-Fed PMW Inverter AC Motor Drive Systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.51, No.2, pp. 439-446, 2004.
- [Ric07] **Richardeau F., Mavier J., Piquet H. and Gateau G.** Fault-Tolerant Inverter for on-board aircraft EHA. IEEE, European Conference on Power Electronics and Applications, EPE, pp. 1-9, 2007.
- [Rob05] **Robert-Dehault E.** Modélisation dynamique, commande et conception de machines pentaphasées alimentées par des onduleurs MLI. Thèse de Doctorat de l'Université Nantes, 2005.

- [Rob04a] **Robert-Dehault E. Benkhoris M. F., and Zaim M. E.** Control strategy of a five-phase synchronous machine. Second International Conference on Power Electronics, Machines and drives, University of Edinburgh, UK, 2004, (CDROM).
- [Ryu06] **Ryu H-M., Kim J.W. and Sul S.K.** Synchronous Frame Current Control of Multi-Phase Synchronous Motor. Part II. Asymmetric Fault Condition due to Open Phases. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 4, pp. 1062-1066, 2006.
- [Sal13] **Salehifar M., Arashloo R.S, Moreno-Eguilaz M., Sala V. and Romeral L.** Fault Tolerant Operation of a Five Phase Converter for PMSM Drives. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-Eighth Annual IEEE, pp. 1177-1184, 2013.
- [Sam06] **Shamsi Nejad, M.A. ; Pierfederici, S. ; Meibody-Tabar, F.** The study of double-star synchronous machine in normal mode and the control strategy in degraded mode. 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, IECON, pp 5057-5062, 2006.
- [San11] **dos Santos E.C., Jacobina C.B., Dias J.A.A. and Rocha N.** Fault tolerant ac-dc-ac single-phase to three-phase converter. IET Power Electronics, Vol.4, Iss.9, pp. 1023-1031, 2011.
- [Sha12] **Shahbazi M.** Contribution à l'étude des convertisseurs statiques AC-DC-AC tolérants aux défauts. Thèse de Doctorat de l'Université de Lorraine, 2012.
- [Sch03] **Schwab H., Klönne A., Reck S., and Ramesohl I.** Reliability evaluation of a permanent magnet synchronous motor drive for an automotive application. European Conference on Power Electronics and Applications, EPE, pp. 1-9, 2003.
- [Sem09] **Semail E.** Entrainements Electriques Polyphasés : vers une approche système. Rapport de L'Habilitation à Diriger des Recherches, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2009.
- [Sin12] **Sinopoli L., Ordonez M. and Quaicoe J.** Development of a Marine Current Turbine Simulator Based on HILS Concept. IEEE, Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE, pp. 2805-2810, 2012.

- [Tab13] **Tabbache B., Benbouzid M.E.H., Kheloui A., Bourgeot J.M. and Mamoune A.** An improved fault-tolerant control scheme for PWM inverter-fed induction motor-based EVs. *ISA Transactions*, Elsevier, Vol 52, pp. 862–869, 2013.
- [Tan04] **Tan K. and Islam S.** Optimum Control Strategies in Energy Conversion of PMSG Wind Turbine System Without Mechanical Sensors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 19, No. 2, pp. 392-399, 2004.
- [Teh10] **Tehrani K.A.** Conception, synthèse et application d'une nouvelle commande robuste par PID fractionnaire pour les onduleurs multiniveaux, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 2010.
- [Ter00] **Terrien F.** Commande d'une machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs MLI : modélisation, simulation et prototype expérimental. Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2000.
- [Tol98] **Toliyat H. A.** Analysis and simulation of five-phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 4, pp. 748-756, 1998.
- [Tra10] **Tran D.H.** Conception Optimale Intégrée d'une chaîne éolienne « passive » : Analyse de robustesse, validation expérimentale. Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [Vas09] **Vaseghi B.** Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spores, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [Ward69] **Ward E.E. and Härer H.** Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phases induction motor, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, June 1969.
- [Wel04] **Welchko B.A., Lipo T.A., Jahns T.M. and Schulz S.E.** Fault Tolerant Three-phase AC Motor Drive Topologies ; A Comparison of Features, Cost and Limitations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.19, No.4, pp. 1108-1116, 2004.
- [Whi14] **Whitby B. and Ugalde-Loo C. E.** Performance of Pitch and Stall Regulated Tidal Stream Turbines. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, Vol. 5, Issue 1, pp. 64-72, 2014.

- [Wu05] **Wu A. P. and Chapman P.L.** Simple Expressions for Optimal Current Waveforms for Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.20, No.1, pp. 151-157, 2005.
- [Yeh07] **Yeh C.C.** Induction Motor-Drive Systems with Fault Tolerant Inverter-Motor Capabilities. IEEE, International Electric Machines & Drives Conference, IEMDC, pp. 1451-1458, 2007.
- [Yer09] **Yeroglu C., Onat C. and Tan N.** A new tuning method for  $PI^\lambda D^\mu$  controller. IEEE, International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO 2009, pp. 312-316, 2009.
- [Zha96] **Zhao Y. and Lipo T.A.** Modelling and Control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, Iss. 3, pp. 578-584, 1996.
- [Zho] **Zhou Z., Scuiller F., Charpentier J.F., Benbouzid M.E.H. and Tang T.** Power Limitation Control for a PMSG-Based Marine Current Turbine at High Tidal Speed and Strong Sea State. IEEE, International Electric Machines & Drives Conference, IEMDC, pp. 75-80, 2013.
- [Zuq08] **Zuquan L. and Hongchun S.** A novel  $PI^\lambda D^\mu$  controller and its Application in UPQC DC voltage control. IEEE Transactions on Automatic Control, pp. 1859-1862, 2008.



# Thèse de Doctorat

Abdoulaye DIENG

## Modélisation dynamique et commande d'un ensemble « génératrice synchrone pentaphasée à FEM non sinusoïdale – convertisseur AC/DC » tolérant aux défauts

### Résumé

Dans le contexte de l'exploitation des sources d'énergies renouvelables marines, la difficulté d'accès aux installations impose d'explorer des chaînes de conversion d'énergies tolérantes aux défauts. Ce travail de thèse concerne la modélisation dynamique et la commande d'une chaîne de conversion d'énergie innovante. La chaîne de conversion étudiée est constituée d'une génératrice synchrone pentaphasée à aimants permanents et à FEM non sinusoïdale produisant l'énergie pour le bus continu via un convertisseur AC/DC. Deux topologies de convertisseurs AC/DC sont investiguées : un redresseur MLI pentaphasé et un redresseur innovant de type VIENNA pentaphasé. L'optimisation du transfert d'énergie nécessite l'élaboration de stratégies de commande optimales exploitant tous les harmoniques de la FEM en mode normal ou en mode de défaut lié à l'ouverture d'une phase de la génératrice. Des algorithmes de commande spécifiques sont élaborés en fonction du mode de connexion du neutre et du point milieu du bus continu. Les profils spécifiques des références de courant imposées par les stratégies de commande requièrent des régulateurs robustes et à hautes performances dynamiques. Pour les boucles internes de courant, le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha$  de type linéaire et un régulateur analogique particulier auto-oscillant de type non-linéaire sont exploités. Pour la boucle externe de tension, des stratégies de commande sont élaborées et des régulateurs sont synthétisés. Des bancs d'essais logiciels et expérimentaux sont réalisés et les résultats illustrent les fonctionnements et les performances des stratégies de commande élaborées pour différents scénarii avec les deux convertisseurs.

### Mots clés

**Modélisation dynamique, Stratégies de commande, Génératrice synchrone pentaphasée à FEM non sinusoïdale, Régulateur fractionnaire, Modulateur Régulateur de Courant, Redresseur MLI pentaphasé, Redresseur VIENNA pentaphasé, Structures tolérantes aux défauts**

### Abstract

In the context of exploitation of marine renewable energy sources, the access difficulties to the installations requires to explore fault-tolerant energy conversion systems. This Doctorate thesis deals with the dynamical modeling and control of an innovative energy conversion chain. The studied conversion chain consists of a non-sinusoidal EMF 5-phase permanent magnet synchronous generator which delivers the energy to the DC bus via an AC/DC converter. Two AC/DC topologies are investigated: a 5-phase PWM rectifier and a 5-phase VIENNA rectifier. The energy transfer optimization needs optimal control strategies using all the EMF harmonics in normal mode and in specific fault mode due to the opening of one phase of the generator. Specific control algorithms are developed based on the possible connection between the neutral of the machine and the midpoint of the DC bus. Particular profiles of the current references imposed by the control strategies require robust and high dynamic performance controllers. For the inner current loops, the linear  $PI^\alpha$  fractional controller and a specific non-linear phase-shift self-oscillating controller are synthesized. For the outer voltage loop, control strategies are developed and regulators are synthesized. Software and experiment test benches are built. Results illustrate the working and performances of the control strategies developed for different scenarios with both converters.

### Key Words

**Dynamical modeling, Control strategy, Non-sinusoidal EMF Five-Phase Synchronous Generator, Fractional controller, Phase-Shifted Self-Oscillating Current-Controller, PWM rectifier, VIENNA rectifier, Fault tolerant topologies**