



HAL
open science

Génération électrique tolérante aux défauts à base de structures multiphasées : comparaison, choix d'une technologie, transfert technologique

Omar Bouyahia

► To cite this version:

Omar Bouyahia. Génération électrique tolérante aux défauts à base de structures multiphasées : comparaison, choix d'une technologie, transfert technologique. Energie électrique. Université de Picardie Jules Verne, 2022. Français. NNT : 2022AMIE0040 . tel-04073881

HAL Id: tel-04073881

<https://theses.hal.science/tel-04073881v1>

Submitted on 19 Apr 2023

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

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



Thèse de Doctorat

*Mention Sciences pour l'ingénieur
Spécialité Génie Electrique*

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

de l'Université de Picardie Jules Verne

par

Omar BOUYAHIA

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

Génération électrique tolérante aux défauts à base de structures multiphasées : comparaison, choix d'une technologie, transfert technologique

Soutenue le 30 Septembre 2022, devant le jury d'examen :

M. Vincent LANFRANCHI , Professeur des Universités, UTC	Président
M. Éric SEMAIL , Professeur des Universités, ENSAM	Rapporteur
M. Hubert RAZIK , Professeur des Universités, UCBL	Rapporteur
M. Raphaël ROMARY , Professeur des Universités, FSA	Examineur
M. Franck BETIN , Professeur des Universités, UPJV	Directeur de thèse
M. Amine YAZIDI , Maître de Conférences, UPJV	Co-directeur de thèse



A mes parents Ahmed et Saida

A mes sœurs et mes frères

A toute ma famille

Je dédie ce mémoire

Remerciements

Avant tout, je tiens tout d'abord à remercier profondément mon directeur de thèse Mr Franck BETIN, Professeur à l'Université de Picardie Jules Verne et mon co-directeur Mr Amine YAZIDI, Maître de conférences à l'Université de Picardie Jules Verne de m'avoir offert l'opportunité de développer ce projet passionnant au sein de l'équipe Energie Electrique et Systèmes Associés (*EESA*) du Laboratoire des Technologies Innovantes (*LTI*). Je tiens encore à exprimer toute ma reconnaissance à eux pour leurs patiences, leurs disponibilités et surtout leurs conseils judicieux, qui ont contribué énormément au bon déroulement de ce projet.

Je tiens à remercier également, l'Agglomération de la ville de Soissons et le *FEDER* (Fonds Européen de Développement Régional) aussi qu'au Conseil Régional des Hauts de France pour leur soutien financier qu'ils ont apporté à ce projet.

Je remercie également toutes l'équipes du laboratoire *LTI*, en particulier le directeur du laboratoire Mr Pascal VANTOMME ainsi qu'aux membres de l'équipe *EESA*, Mr Gérard-André CAPOLINO, Mr Humberto HENAO, Mr Bruno VACOSSIN, Mr Arnaud SIVERT, Mr Sébastien CARRIERE, pour leur encouragement et au respect qu'ils m'ont accordé.

Je remercie vivement Monsieur Éric SEMAIL, Professeur des Universités à l'ENSAM, Monsieur Hubert RAZIK, Professeur des Universités à l'Ecole Centrale de Lyon, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail en acceptant d'en être les rapporteurs.

Je remercie également Monsieur Vincent LANFRANCHI, Professeur des Universités à l'UTC, Monsieur Raphael ROMARY, Professeur des Universités à l'Université d'Artois, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail en acceptant d'en être les examinateurs.

Un grand merci également à tous les collègues du département QLIO en particulier Mr Ludovic QUELIN, Mme Laurence GUICHARD, Mme Sophie CLOUX, Mr Éric SEGARD pour leurs soutiens et encouragements. J'aimerais également remercier toutes les personnes qui m'ont aidé pour les démarches administratives en particulier Mme Valérie MESSIAEN, Mme Virginie PECOURT, Mme Chloé FOUDRAIN et Mme Audrey LECOMPTE.

Enfin, je tiens à remercier Mr Yves ORDENER de nous avoir donné la forme et l'envie d'être toujours actif à travers ces séances de sport. Je tiens à remercier aussi Mr Gregory FONTAINE, Mr Jérôme CREPEAUX, Mr Christophe MALINOWSKI qui ont partagé avec moi ces séances de sport hebdomadaires avec de la bonne humeur.

Sommaire

Remerciements	3
Sommaire	4
Nomenclature.....	7
Liste des figures	9
Liste des tableaux	12
Introduction générale.....	13
Chapitre I : Etat de l’art sur les machines multiphasées.....	17
I.1. Introduction	17
I.2. Configurations des machines multiphasées.....	18
I.2.1. Machines multiphasées de type I.....	20
I.2.2. Machines multiphasées de type II	21
I.3. Modèle de transformation des machines multiphasées	22
I.4. Avantages et inconvénients des machines multiphasées	24
I.5. Application des machines multiphasées	25
I.6. Différentes technologies de génératrices électriques appliquées pour l’éolien	25
I.7. Positionnement de la recherche sur les machines multiphasées	28
I.8. Présentation du banc d’essais expérimental	29
I.9. Conclusion.....	34
Chapitre II : Modélisation et Commande linéaire des Machines Asynchrones et Synchrones Hexaphasées.....	35
II.1. Introduction	35
II.2. Modélisation de la MAS6.....	36
II.2.1. Présentation du prototype	36
II.2.2. Equation du modèle électrique de la MAS6 dans le repère naturel.....	36
II.2.3. Transformation hexaphasée-biphasée	38
II.2.4. Modèle de la MAS6 dans le repère tournant dq	40
II.2.5. Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique	42
II.2.6. Synthèse des régulateurs linéaires de type proportionnel intégral (PI)	43

II.2.7.	Résultats de simulation et validation expérimentale en mode sain	46
II.3.	Modélisation de la MSAP6-FA	47
II.3.1.	Présentation du prototype	47
II.3.2.	Modèle mathématique de la MSAP6-FA dans le repère naturel.	48
II.3.3.	Modèle mathématique dans le repère tourant dq	50
II.3.4.	Commande vectorielle de la MSAP6-FA.....	52
II.3.5.	Validation expérimentale en mode sain	53
II.4.	Conclusion.....	56
Chapitre III : Commande à structure variable et de la logique floue		57
III.1.	Introduction	57
III.2.	Principe de la commande à structure variable	58
III.2.1.	Types de commande à structure variable	59
III.2.2.	Condition d'existence d'un régime glissant	60
III.2.3.	Commande par relais (Relay control).....	64
III.2.4.	Commande par mode glissant avec injection de la commande équivalente :.....	65
III.2.5.	Commande par mode glissant par modification du retour d'état.	68
III.3.	Commande par logique floue	73
III.3.1.	Opérateurs utilisés dans la commande par logique floue	74
III.3.2.	Principe et définition de la commande par logique floue.....	74
III.3.3.	Structure d'un régulateur flou pour des systèmes du 1 ^{er} et du 2 ^{ème} ordre	78
III.4.	Conclusion.....	79
Chapitre IV : Application de la commande à structure variable et la logique floue aux machines multiphasées.....		80
IV.1.	Introduction	80
IV.2.	Application de la commande à structure variable à la MAS6 en mode sain	80
IV.2.1.	Modèle d'état de la machine asynchrone	80
IV.2.2.	Preuve de la stabilité de la CSV associée à la MAS6.....	83
IV.2.3.	Système en réaction négative	85
IV.2.4.	Système en réaction positive	86

IV.2.5.	Commande à structure variable en mode sain	87
IV.3.	Commande à structure variable appliquée à MSFA-6.....	89
IV.3.1.	Modèle d'état simplifié de la MSFA6	89
IV.3.2.	Preuve de la stabilité de la CSV associée à la MSFA6	90
IV.3.3.	Application de la CSV à la MSFA6 en mode sain	92
IV.4.	Application de l'algorithme flou sur les deux prototypes en mode sain	93
IV.4.1.	Fuzzification.....	93
IV.4.2.	Moteur d'inférence	94
IV.4.3.	Défuzzification	95
IV.4.4.	Validation du contrôle flou de la MAS6	96
IV.4.5.	Validation du contrôle flou de la MSFA-6 en mode sain.....	98
IV.5.	Comparaison des deux prototypes de machines en modes sain et dégradé.....	99
IV.5.1.	Test de robustesse de la MAS6 avec une perte de phase.....	100
IV.5.1.	Test de robustesse de la MSFA6 avec une perte de phase	103
IV.5.2.	Comparaison concernant la topologie de machine lors de la perte de deux phases	105
IV.6.	Conclusion.....	111
Conclusion générale		112
Annexe		115
Bibliographie.....		118
Publications.....		124

Nomenclature

Paramètres

- R_s : résistance statorique
 R_r : résistance rotorique
 L_s : inductance cyclique statorique
 L_r : inductance cyclique rotorique
 l_{ls} : inductance de fuite statorique
 l_{lr} : inductance de fuite rotorique
 l_m : inductance magnétisante
 σ_1 : Coefficient de dispersion

Variables

- V : tension
 i : courant
 ϕ : flux magnétique
 Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor
 ω_r : pulsation électrique du rotor
 ω_s : pulsation statorique
 ω_{sl} : pulsation de glissement
 θ_r : angle électrique du rotor
 θ_s : angle électrique du stator
 θ_{sl} : angle électrique de glissement
 τ_r : constante du temps rotorique (L_r/R_r)
 C_{em} : couple électromagnétique
 P_{em} : puissance électromagnétique

Souscriptions

$\{\alpha, \beta, z_1, z_2, z_3, z_4\}$: repère stationnaire obtenu par la transformation de Clark ou de Concordia
$\{d, q\}$: repère tournant obtenu après la transformation de Park
s	: stator
r	: rotor
am	: aimant permanent

Exposant

* : référence ou valeur désirée

Modélisation et commande

$[T_6]$: matrice de transformation de Clark
$[P]$: matrice de transformation de Park
θ_s	: angle de transformation de Park
s	: variable de Laplace
σ	: surface de glissement ou droite de commutation
k_p	: coefficient proportionnel du régulateur PI
k_i	: coefficient intégrale du régulateur PI
ω_n	: pulsation naturelle
α	: coefficient proportionnel de la commande à structure variable
β	: coefficient proportionnel de la commande à structure variable
λ	: pente de la surface de glissement de la boucle de courant
e	: erreur du signal

Liste des figures

Chapitre I

<i>Figure I-1. Répartition des enroulements (a) distribué (b) concentré.....</i>	<i>18</i>
<i>Figure I-2. Configuration symétrique des enroulements statoriques pour un système à six phases (a) avec deux points neutres (b) avec un seul point neutre.....</i>	<i>19</i>
<i>Figure I-3. Configuration asymétrique des enroulements statoriques pour un système à six phases (a) avec un seul point neutre (b) avec deux points neutres</i>	<i>19</i>
<i>Figure I-4. Fonctionnement à vitesse fixe basé sur la MAS.</i>	<i>26</i>
<i>Figure I-5. Fonctionnement à vitesse variable basé sur la MAS</i>	<i>26</i>
<i>Figure I-6. Banc d'essais expérimental 24kW</i>	<i>29</i>
<i>Figure I-7. Couplemètre TM315</i>	<i>30</i>
<i>Figure I-8. Magtrol 3411</i>	<i>31</i>
<i>Figure I-9. Ordinateur RTT de Triphase</i>	<i>31</i>
<i>Figure I-10. Convertisseur Back-to-Back</i>	<i>31</i>
<i>Figure I-11. Blocs de mesures</i>	<i>32</i>
<i>Figure I-12. Communication des systèmes Triphase</i>	<i>32</i>
<i>Figure I-13. Armoire de coupure des phases statoriques</i>	<i>33</i>
<i>Figure I-14. Schéma simplifié de la plateforme expérimentale.....</i>	<i>33</i>

Chapitre II

<i>Figure II-1. (a) Répartition des enroulements (b) Prototype de la MAS6.....</i>	<i>36</i>
<i>Figure II-2. Transformée au repère stationnaire $\alpha\beta$</i>	<i>38</i>
<i>Figure II-3. Représentation des repères ($\alpha\beta$) et (dq).....</i>	<i>40</i>
<i>Figure II-4. Boucles de régulations du flux et du couple électromagnétique.....</i>	<i>44</i>
<i>Figure II-5. Abaque du temps de réponse réduit d'un système du 2^{ème} ordre</i>	<i>45</i>
<i>Figure II-6. Schéma principal de la commande vectorielle côté machine</i>	<i>46</i>
<i>Figure II-7. Courants statoriques dans le repère dq. (a) Simulation (b) Expérimentation</i>	<i>46</i>
<i>Figure II-8. Couple et puissance électromagnétique. (a) Simulation (b) Expérimentation</i>	<i>47</i>
<i>Figure II-9. Courants statoriques des phases. (a) Simulation (b) Expérimentation.....</i>	<i>47</i>
<i>Figure II-10. Vue 3D du prototype de la MSAP-AF hexaphasée.....</i>	<i>48</i>
<i>Figure II-11. Configuration des enroulements statoriques</i>	<i>49</i>
<i>Figure II-12. Schéma classique de la commande vectorielle de la MSFA6.....</i>	<i>54</i>
<i>Figure II-13. Courants dq (a) Simulation (b) Expérimentation</i>	<i>55</i>
<i>Figure II-14. Couple et Puissance électromagnétique (a) Simulation (b) Expérimentation.....</i>	<i>55</i>
<i>Figure II-15. Courants statoriques (a) Simulation (b) Expérimentation</i>	<i>56</i>

Chapitre III

Figure III-1. Trajectoire de la commande par mode glissant.....	58
Figure III-2. Configuration par changement de retour d'état	59
Figure III-3. Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande	60
Figure III-4. Configuration par injection de la commande équivalente.....	60
Figure III-5. Portrait de phase pour les différents cas possibles.....	62
Figure III-6. Evolution du mode de glissement dans le plan de phase	64
Figure III-7. Graphe de la fonction signe (relay control)	64
Figure III-8. Graphe des fonctions (a) Saturation (b) Tangente hyperbolique	65
Figure III-9. Grandeur de commande u_{eq} comme valeur moyenne lors de la commutation entre u_{min} et u_{max} .	66
Figure III-10. Réponses libres dans le plan de phase (a) réaction négative (b) réaction positive (c) combinaison des deux structures.....	69
Figure III-11. Structure variable d'un système de 2ème ordre.	71
Figure III-12. Schéma d'un contrôleur flou	75
Figure III-13. Exemple d'un ensemble flou A.....	75
Figure III-14. Fonctions d'appartenance. (a) forme triangulaire (b) forme trapézoïdale (c) forme gaussienne	76
Figure III-15. Contrôleur flou d'un système du 1er ordre	79
Figure III-16. Contrôleur flou d'un système du 2ème ordre.....	79

Chapitre IV

Figure IV-1. Commande à structure variable appliquée aux boucles internes de la MAS6	82
Figure IV-2. Plan de phase en réaction négative : forme spirale.....	86
Figure IV-3. Plan de phase en réaction positive : forme hyperbolique.....	86
Figure IV-4. Logique de commutation de la CSV sur le plan de phase	87
Figure IV-5. Résultats de simulation en mode sain.....	88
Figure IV-6. Validation expérimentale en mode sain.....	88
Figure IV-7. Validation expérimentale de la CSV en mode sain	93
Figure IV-8. Contrôleur flou des boucles internes des courants dans le repère dq.....	93
Figure IV-9. Sous-ensembles flous des entrées et des sorties	94
Figure IV-10. L'évolution de la sortie floue en fonction des entrées	96
Figure IV-11. Schéma du contrôleur flou côté machines (MAS6 et MSFA6).....	96
Figure IV-12. Résultats de simulation de la commande par logique floue en mode sain	97
Figure IV-13. Validation expérimentale de la commande par logique floue en mode sain	98
Figure IV-14. Validation expérimentale de la commande par logique floue en mode sain	99
Figure IV-15. Courants statoriques. (a) Commande PI (b) CSV (c) LF.....	100
Figure IV-16. Résultats expérimentaux sur la MAS6 avec une perte de phase. (a,d) commande PI (b,e) commande CSV (c,f) commande par la LF.....	102

Figure IV-17. Courants statoriques. (a) Commande PI (b) CSV (c) Commande par la LF 103

Figure IV-18. Résultats expérimentaux pour la MSFA6 avec une perte de phase. (a,d) commande PI (b,e) commande CSV (c,f) commande par la LF 104

Figure IV-19. Courants statoriques (Phases (a) et (c) déconnectées). (a,c) MAS6 (b,d) MSFA6 105

Figure IV-20. Résultats expérimentaux (phases (a) et (c) déconnectées). (a.b.c.d) MAS6 (e.f.g.h) MSFA6.. 107

Figure IV-21. Courants statoriques (Phases (a) et (b) déconnectées) (a,c) MAS6 (b,d) MSFA6 108

Figure IV-22. Résultats de simulation MAS6 (phases (a) et (b) déconnectées) et Figure IV-23. Résultats expérimentaux MSFA6 (Phase (a) et (b) déconnectées)..... 110

Liste des tableaux

<i>Tableau I-1. Machines multiphasées de type I.....</i>	<i>20</i>
<i>Tableau I-2. Machines multiphasées de type II.....</i>	<i>21</i>
<i>Tableau I-3. Avantages et inconvénients de différentes génératrices électriques.....</i>	<i>27</i>
<i>Tableau I-4. Caractéristiques couplemètre TM 315.....</i>	<i>30</i>
<i>Tableau II-1. Paramètres du régulateur PI.....</i>	<i>45</i>
<i>Tableau IV-1. Base des règles floues.....</i>	<i>95</i>
<i>Tableau IV-2. Taux d'ondulation du couple et de la puissance électromagnétique (Phase (a) déconnectée).....</i>	<i>101</i>
<i>Tableau IV-3. Taux d'ondulation du couple et de la puissance électromagnétique (Phase (a) déconnectée).....</i>	<i>103</i>
<i>Tableau IV-4. Taux d'ondulation du couple et de la puissance électromagnétique (Phases (a) et (c) déconnectées).....</i>	<i>106</i>
<i>Tableau IV-5. Taux d'ondulation du couple et de la puissance électromagnétique (Phases (a) et (b) déconnectées).....</i>	<i>109</i>

Introduction générale

Actuellement, la demande énergétique mondiale augmente sans cesse d'année en année, entraînant ainsi une crise énergétique et une pollution environnementale galopante. Cette situation est principalement due à la croissance des industries et au développement des pays émergents. Dans ce contexte, les ressources dites fossiles telles que le charbon, le gaz et le pétrole ont considérablement contribué à la production d'énergie mondiale, mais elles ont également engendré l'augmentation de la pollution et à la détérioration de la santé humaine dans le monde.

A l'heure d'aujourd'hui, des enjeux stratégiques s'imposent alors nécessaires pour accélérer la transition énergétique notamment dans le cas d'une production d'énergie verte basée sur l'éolien, le solaire ou la biomasse.

Aussi et dans ce cadre, l'énergie éolienne est devenue une des sources la plus propre et la plus convoitée comme solution afin d'aider à la transition vers des émissions à faible teneur en carbone. Dans ce contexte d'expansion des énergies vertes, la plupart des parcs éoliens seront déplacés dans le futur proche en mer pour profiter de vents plus forts et constants. La Commission européenne estime ainsi que la puissance totale des installations éoliennes en mer se situera entre 240 et 450 GW d'ici 2050 [1].

Pour ces parcs éoliens offshore difficiles d'accès et soumis à diverses perturbations, la fiabilité des générateurs électriques se doit d'être accrue afin d'assurer la continuité de la distribution électrique. En effet, les machines triphasées conventionnelles, qu'elles soient conçues à partir de technologies synchrone ou asynchrone, ne permettent pas cette continuité de distribution en cas de perte de phase statorique ou de bras du convertisseur. Dans ces situations de défauts, les temps d'arrêt et donc de cessation de production ainsi que les coûts de maintenance sont d'autant plus importants que l'éolienne se situe en pleine mer et donc difficile d'accès. Il faut en effet affréter un navire ou un hélicoptère adapté à ce type d'opérations.

L'une des meilleures solutions pour surmonter ce problème consiste à augmenter la fiabilité des générateurs en utilisant une configuration multiphasée avec des structures symétriques ou asymétriques [2]–[5]. Celles-ci sont en effet intrinsèquement tolérantes aux défauts électriques pour peu que trois phases subsistent lors de l'apparition du ou des défauts. Cependant, des oscillations supplémentaires et intempestives apparaissent sur le couple et la puissance délivrée lors de la perte de phases au stator dues au déséquilibre naturel des courants du stator. Pour

palier et compenser ces oscillations préjudiciables, une solution consiste à associer à la génératrice multiphasée des contrôleurs appropriés appelés dans la littérature « commandes tolérantes aux défauts » [5]–[7].

A titre d'exemple, une nouvelle matrice de découplage [7] permettant de transformer les courants statoriques asymétriques en courants symétriques pour chaque cas de défaut de phase peut être employée. Cette technique présente de bonnes propriétés en éliminant les ondulations de couple de puissance délivrée mais présente l'inconvénient de diminuer leur amplitude. De même, la commutation entre les différents régulateurs à l'aide d'un algorithme de détection de phase défectueuse peut être critique. Toujours dans cet optique, la commande prédictive peut être appliquée aux machines multiphasées [8], [9] en présentant des réponses dynamiques rapides. Néanmoins, certains problèmes bien connus sont associés à la mise en œuvre de ce type de commande, tels que la fréquence de commutation et le coût de calcul élevé d'où la nécessité de développer un algorithme simple à implémenter, robuste vis-à-vis des perturbations extérieures et paramétriques sans avoir besoin ni de détection de défauts ni d'adaptation des paramètres du contrôleur.

Dans ce cadre, l'objectif de ce mémoire consiste donc à concevoir des commandes robustes et intelligentes de type non linéaires permettant de délivrer une puissance « propre » que ce soit en mode sain ou en mode dégradé. Pour cela, nous avons concentré nos recherches sur l'application des deux commandes considérées comme robustes et avec un temps de calcul faible à savoir la commande à structure variable (CSV) appelée aussi commande par mode de glissement et la commande par la logique floue (LF). Ces stratégies de commande seront associées à la commande vectorielle au sein aux boucles internes des deux prototypes de génératrice (asynchrone et synchrone) à six phases conçues par l'équipe Energie Electrique et Systèmes Associés (EESA) du Laboratoire des Technologies Innovantes (LTI) sur le site de Soissons-Cuffies.

En effet, depuis une dizaine d'année, l'équipe EESA présente sur le site de Soissons Cuffies a orienté ses thématiques de recherche vers la commande de machines multiphasées tout d'abord en mode moteur puis en génération. Ces machines, hexaphasées en l'occurrence, sont bien connues pour leur tolérance aux défauts électriques puisqu'elles peuvent assurer le bon fonctionnement du système tant que 3 phases sont valides. Un premier prototype asynchrone hexaphasé (90W) a été mis au point dans le cadre de la motorisation d'une direction assistée [10]–[13]. Puis, un grand nombre de paires de pôles (12 en l'occurrence) a été associé à la

structure hexaphasée pour concevoir des génératrices éoliennes tolérantes aux défauts mécaniques et électriques. En effet, en multipliant le nombre de paires de pôles, on peut simplifier voire éliminer le multiplicateur, source de pannes mécaniques, et en multipliant le nombre de phases, la génératrice peut toujours produire de l'énergie pour peu que 3 phases soient toujours en état de fonctionnement. Un banc d'essais unique au monde et labélisé par la Région des Hauts de France a été mis au point pour valider cette technologie dans le cadre des projets "Génératrices éoliennes multiphasées à entraînement direct" (GEOMED) et "Commande et Diagnostic des Machines Electriques Multiphasées : Application aux génératrices éoliennes, hydrauliques et aux applications sécuritaires" (CODIAG-EOL) ayant abouti à la soutenance de 2 thèses [14], [15].

Aussi, dans la continuité des travaux menés par l'équipe *EESA*, le premier objectif de cette thèse consiste à réduire les oscillations au niveau du couple et de la puissance électromagnétique extraite en mode défaut (perte d'une phase ou d'un bras de convertisseur) tout en gardant les mêmes performances qu'en mode sain.

Le second but est de conserver les mêmes paramètres des contrôleurs dans des conditions saines et défectueuses afin qu'aucun algorithme de détection des défauts ne soit nécessaire. Enfin, l'objectif final est de déterminer le couple prototype-commande le plus adéquat et le plus pertinent pour une meilleure tolérance aux défauts électriques.

Le premier chapitre de ce mémoire est dédié à l'état de l'art concernant les machines multiphasées ainsi qu'aux différentes configurations proposées dans la littérature pour différents arrangements de bobinages statoriques. Les transformations utilisées pour chaque configuration, les avantages et les inconvénients d'utilisation des machines à grand nombre de phase seront également évoquées. Enfin, le banc d'essais qui nous permettra par la suite de valider les commandes tolérantes aux défauts conçues sera exposé en long et en large.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation mathématique pour les deux prototypes hexaphasés asynchrone et synchrone. Les approches existantes de la transformation du modèle hexaphasé sont abordées en premier lieu en mettant l'accent sur l'approche de la décomposition de l'espace vectoriel. Des commandes classiques de type Proportionnel-Intégrale seront également associées aux génératrices afin de valider les modèles théoriques et de les comparer expérimentalement.

Dans le troisième chapitre, les théories des deux commandes tolérantes aux défauts basées sur la structure variable ainsi que la logique floue seront présentées. La stabilité de la commande à

structure variable par retour d'état sera prouvée à l'aide de la fonction Lyapunov et nous discuterons de l'avantage d'utiliser ce type d'algorithme par rapport à la technique conventionnelle par injection de la commande équivalente.

Le quatrième chapitre sera quant à lui consacré à la simulation et à la validation expérimentale en mode sain et en mode dégradé des lois de commandes présentées dans le chapitre précédent. Les résultats de simulation seront tous réalisées sur le logiciel *Matlab/Simulink* et les résultats expérimentaux seront menés sur le banc d'essais présenté en chapitre I. Une comparaison entre les deux algorithmes proposés ainsi qu'avec le régulateur classique de type PI est proposée et discutée pour les deux technologies hexaphasées (asynchrone et synchrone) en mode sain et en mode dégradé afin de déterminer la technologie la plus pertinente.

Enfin, la dernière partie de ce mémoire sera dédiée à la conclusion générale et aux perspectives quant aux travaux futurs travaux qui déboucheront à la suite de ce mémoire de thèse.

Chapitre I : Etat de l'art sur les machines multiphasées

I.1. Introduction

De nos jours, les scientifiques s'intéressent de plus en plus à la modélisation, l'analyse et la commande des machines multiphasées. Pour illustrer cet engouement, on peut axer notre raisonnement sur l'exemple d'un moteur alimenté par un onduleur de tension triphasé dont les interrupteurs sont commandés en modulation de la largeur d'impulsion (MLI) et qui permet d'obtenir de bonnes performances notamment dans le cas d'une vitesse variable.

Ainsi, lors d'une augmentation de puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Ceci induit nécessairement l'utilisation de plus d'un onduleur dont la conséquence naturelle est l'augmentation du nombre de phases d'où l'apparition des machines présentant un nombre de phases supérieur à trois [16], [17]. Ces machines sont souvent appelées « machines à grand nombre de phases » ou « machines multiphasées » qui offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs et aux bobinages. Outre ces raisons d'élévation de la puissance, la fiabilité joue également un rôle très important en termes de tolérance aux pannes comme le cas d'une perte d'une à plusieurs phases. Cette exigence est extrêmement importante pour de nombreuses applications industrielles ou même pour les centrales de production d'électricité où une panne électrique telle qu'une perte de phase peut causer des dommages économiques ou matériels conséquents. Aussi, la conception et le dimensionnement électromagnétique d'un moteur ou d'un générateur multiphasé sont des tâches qui ne diffèrent pas ou peu de celles d'une machine triphasée classique. Les principales complications ne tiennent pas en leur dimensionnement ou leur conception mais plutôt dans leur analyse.

En recourant à l'analyse numérique, nous pouvons prédire le comportement de la machine en régime transitoire et en régime permanent dans des conditions réelles de fonctionnement (sain ou dégradé). Dans la majorité des cas, cette tâche nécessite la simulation numérique de la machine contrôlée via des équipements d'électronique de puissance en appliquant des lois de commande adaptées afin de contrôler leurs fonctionnements [18], [19]. Ainsi, la construction d'un modèle de machine multiphasée à paramètres fixes implique des défis de nature théorique et pratique. A titre d'exemple, il existe une grande variété de schémas de bobinage multiphasée qui seront présentés par la suite et qui diffèrent par le nombre de phases ainsi que par la manière dont elles sont réparties géométriquement. Le modèle de la machine devrait donc varier en fonction de la topologie multiphasée spécifique choisie.

I.2. Configurations des machines multiphasées

Les machines multiphasées peuvent être classées essentiellement en fonction de deux caractéristiques de conception. La première tient en la distribution des enroulements le long des encoches du stator qui détermine si la machine est à bobinage concentré ou à bobinage distribué. Cela définit si la distribution de la force magnétomotrice ($f.m.m$) le long de l'entrefer est quasi-trapézoïdale (ce qui est le cas des enroulements concentrés) ou si elle est sinusoïdale dans le cas des enroulements distribués. La **Figure I-1** illustre les deux configurations. Dans la configuration (a), les enroulements sont répartis sur plusieurs encoches du stator, produisant une $f.m.m$ en forme d'escalier de manière à obtenir une forme sinusoïdale. Dans la configuration (b), tous les enroulements de phase sont logés dans la même encoche du stator, ce qui produit une $f.m.m$ de forme trapézoïdale en raison de la proximité des enroulements.



Figure I-1. Répartition des enroulements (a) distribué (b) concentré

La deuxième caractéristique consiste en le déphasage entre deux enroulements adjacents et la connexion des points neutres qui définissent la configuration des enroulements statoriques. Prenons l'exemple d'une configuration à six-phase (hexaphasée), deux conceptions sont possibles à savoir la symétrique (**Figure I-2**) ou l'asymétrique (**Figure I-3**) avec un ou deux points neutres isolés.

L'intérêt d'utiliser l'un ou l'autre type de disposition des enroulements est discuté dans la littérature sous différents angles. Les résultats de simulation [20] ont montré que la configuration asymétrique fournit des pulsations au niveau du couple plus faibles que son homologue symétrique. C'est probablement pour cette raison que l'utilisation des machines asymétriques est devenue populaire et qu'un grand nombre de travaux de recherche ont adopté ce type de configuration des enroulements. Cependant, ils s'avèrent que ces pulsations de couple dans les machines symétriques peuvent ensuite être atténuées par l'application de nombreux états de commutation par période fondamentale, et par conséquent, l'avantage des configurations asymétriques n'est plus aussi évident [18], [19]. La configuration symétrique ne peut pas donc être écartée, et demeure intéressante pour une machine à six phases. Une étude

récente [21] a d'ailleurs prouvé que la configuration symétrique présente une caractéristique intéressante en terme de réduction d'injection d'harmoniques de 72.04% par rapport à la configuration asymétrique, bien que les grandeurs $\alpha\beta$ des tensions révèlent une production nulle dans les autres sous espaces.

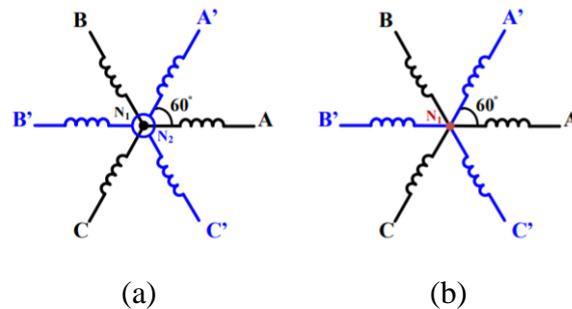


Figure I-2. Configuration symétrique des enroulements statoriques pour un système à six phases (a) avec deux points neutres (b) avec un seul point neutre

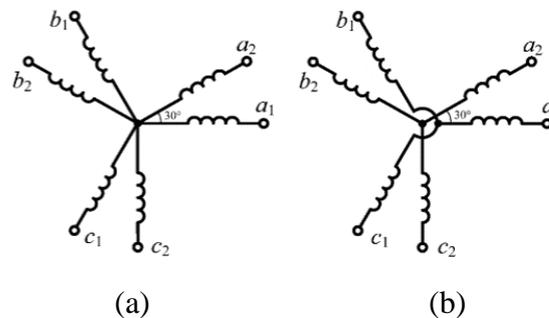


Figure I-3. Configuration asymétrique des enroulements statoriques pour un système à six phases (a) avec un seul point neutre (b) avec deux points neutres

Chaque configuration présente donc ses avantages et inconvénients. Dans le cas, par exemple, d'une machine à six phases avec deux points neutres isolés, elle empêche la circulation des courants homopolaires et réduit le nombre de régulateurs de courants. En outre, elle permet une meilleure utilisation de la tension du bus continu. D'autre part la connexion d'un seul point neutre permet d'augmenter les degrés de libertés, ce qui fournit une meilleure alternative pour augmenter la fiabilité de la machine et ses performances.

De même, on distingue deux types de machines multiphasées [22], soit avec un nombre de phases statoriques multiple de trois (type I), soit avec un nombre de phases statoriques impair (type II). L'avantage des machines multi-étoile (type I), est de pouvoir les alimenter avec des convertisseurs triphasés classiques en utilisant les différentes techniques de commandes bien connues. Par contre, les machines multiphasées de type 2 nécessitent des onduleurs spécifiques.

I.2.1. Machines multiphasées de type I

Pour ce type, la machine possède un nombre de phases multiple de trois, d'une manière à ce que l'on puisse les grouper en plusieurs étoile triphasées [23]. C'est-à-dire qu'on peut avoir plusieurs configurations pour un nombre donné de phases présentant un décalage angulaire entre deux bobines adjacentes. En effet, une machine à double étoile dont le nombre de phase est égal à 6 avec un déphasage de 30° présente des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de 60°. Le tableau ci-dessous montre les différentes configurations possibles des machines multi-étoile.

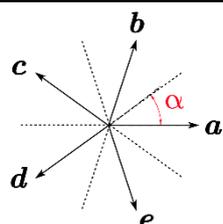
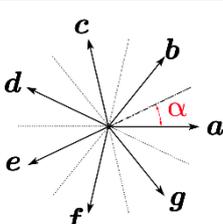
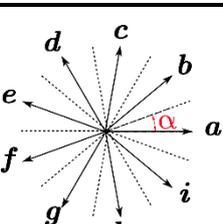
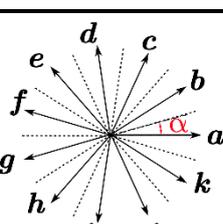
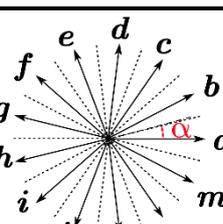
Tableau I-1. Machines multiphasées de type I

Nombre de phase	Déphasage angulaire α (rad)	Répartition des enroulements
3	$\frac{\pi}{3}$	
6	$\frac{\pi}{3}$	
6	$\frac{\pi}{6}$	
9	$\frac{\pi}{9}$	
12	$\frac{\pi}{6}$	

I.2.2. Machines multiphasées de type II

Ce type de machine représente un nombre de phase statorique impair [24]. Le tableau ci-dessous représente le détail de quelques exemples de machines multiphasées de type 2.

Tableau I-2. Machines multiphasées de type II

Nombre de phase	Décalage angulaire α (rad)	Représentation des enroulements
5	$\frac{\pi}{5}$	
7	$\frac{\pi}{7}$	
9	$\frac{\pi}{9}$	
11	$\frac{\pi}{11}$	
13	$\frac{\pi}{13}$	

I.3. Modèle de transformation des machines multiphasées

Avant de passer à la modélisation de la machine multiphasée comme nous le verrons dans le deuxième chapitre, on rappellera quelques principes de base sur les transformations utilisées pour les machines multiphasées afin d'assurer leurs contrôles. De nombreux travaux ont été publiés sur différentes matrices de transformation permettant de passer d'un repère naturel en termes de variables de phase à certaines variables fictives. Cela permet de minimiser les couplages importants entre les variables et d'éliminer la dépendance temporelle des coefficients. Parmi les méthodes les plus utilisées pour contrôler ou modéliser les machines multiphasées, on peut distinguer l'approche de la transformation des vecteurs d'espaces [17], technique permettant de transformer les variables des phases originales à n -dimensions (n étant le nombre de phases) à de nouveaux systèmes à n -variables. Cette transformation décompose les phases originales en des sous-espaces $(n/2)$ bi-dimensionnels et mutuellement orthogonaux. Lorsque le nombre de phase n est impair, on aura cette fois-ci $(n-1) / 2$ sous-espaces bidimensionnels. Avec cette approche, il n'existe plus de couplage entre les sous-espaces bidimensionnels dont chacun peut refléter différents aspects de la machine en fonction de la matrice appliquée.

La corrélation entre n'importe quel ensemble de variables de la phase originale et le nouvel ensemble de variables est définie comme suit :

$$[f_{\alpha\beta}] = [T_n][f_{1,2,\dots,n}] \quad (\text{I.1})$$

Où

$[f_{\alpha\beta}]$ correspond, après la transformation, aux tensions, courants ou flux sous forme d'une matrice colonne.

$[f_{1,2,\dots,n}]$ est la matrice des variables de la phase originale sous forme d'une colonne (n =nombre de phases).

$[T_n]$ est la matrice de transformation.

Ainsi, pour n'importe quel nombre de phase n , la matrice de transformation T_n pour une machine multiphasée avec un seul point neutre isolé (1N), est définie comme suit :

$$[T_n] = K \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \dots & \cos 3\alpha & \cos 2\alpha & \cos \alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \dots & -\sin 3\alpha & -\sin 2\alpha & -\sin \alpha \\ 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \dots & \cos 6\alpha & \cos 4\alpha & \cos 2\alpha \\ 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \dots & -\sin 6\alpha & -\sin 4\alpha & -\sin 2\alpha \\ 1 & \cos 3\alpha & \cos 6\alpha & \cos 9\alpha & \dots & \cos 9\alpha & \cos 6\alpha & \cos 3\alpha \\ 0 & \sin 3\alpha & \sin 6\alpha & \sin 9\alpha & \dots & -\sin 9\alpha & -\sin 6\alpha & -\sin 3\alpha \\ \dots & \dots \\ 1 & \cos\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \dots & \cos 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \sin 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \sin 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \dots & -\sin 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & -\sin 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & -\sin\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Alors que pour une machine multiphasée avec deux points neutres isolés (2N), on préfère utiliser la matrice de transformation suivante [25] :

$$[T_n] = K \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \dots & \cos 3\alpha & \cos 2\alpha & \cos \alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \dots & -\sin 3\alpha & -\sin 2\alpha & -\sin \alpha \\ 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \dots & \cos 6\alpha & \cos 4\alpha & \cos 2\alpha \\ 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \dots & -\sin 6\alpha & -\sin 4\alpha & -\sin 2\alpha \\ 1 & \cos 3\alpha & \cos 6\alpha & \cos 9\alpha & \dots & \cos 9\alpha & \cos 6\alpha & \cos 3\alpha \\ 0 & \sin 3\alpha & \sin 6\alpha & \sin 9\alpha & \dots & -\sin 9\alpha & -\sin 6\alpha & -\sin 3\alpha \\ \dots & \dots \\ 1 & \cos\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \dots & \cos 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \sin 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \sin 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \dots & -\sin 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & -\sin 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & -\sin\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & \dots & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

La seule différence entre les deux matrices de découplage avec 1N et 2N se situe au niveau des courants homopolaires 0+ et 0- qui représentent les deux dernières lignes des deux matrices. Si la machine est configurée avec 2N isolés, les composantes homopolaires 0+ et 0- seront la somme des courants de phases de chaque étoile qui sont indépendants les uns des autres donc la somme des deux courants 0+ et 0- sera nulle puisqu'ils présentent la même amplitude avec des signes opposés :

$$i_{0+} + i_{0-} = 0 \quad (I.4)$$

Alors que pour une configuration à 1N, les composantes homopolaires 0+ et 0-, cette fois-ci, sont la somme et la différence des courants homopolaires de chaque étoile. Dans la littérature et jusqu'à présent, le seul avantage de la transformation avec 1N est qu'elle offre la possibilité de réduire le nombre de régulateurs des courants à (n-1).

I.4. Avantages et inconvénients des machines multiphasées

Les machines électriques multiphasées présentent de par leur conception plusieurs avantages vis-à-vis des structures triphasées classiques parmi lesquels on peut citer :

- **La segmentation de la puissance** [26]

Supposons un entraînement triphasé fournissant une puissance mécanique à une charge. En négligeant les pertes, la même puissance devra être fournie par l'onduleur dont chaque bras devra ainsi fournir 1/3 de cette puissance. Cependant, lorsque la puissance dépasse une certaine limite, la technologie d'électronique de puissance peut devenir insuffisante pour atteindre une telle puissance pour une seule phase de l'onduleur. En conséquence, il peut être nécessaire de diviser la puissance totale fournie par l'onduleur au travers d'un nombre de phases plus élevé que trois en employant une machine multiphasée.

- **La fiabilité et la tolérance aux fautes** [19]

Pour des applications de forte puissance, que ce soit en mode moteur ou générateur, une conception multiphasée garantit plus de fiabilité du système et une meilleure tolérance aux pannes. En effet, en cas de défaillance d'une phase, le système multiphasé est capable de continuer à fonctionner sans changement de contrôle des stratégies de système, bien qu'avec un fonctionnement dégradé et à puissance réduite. Il s'agit d'une exigence essentielle pour les applications critiques telles que la génération d'énergie (éolienne ou hydraulique) dont l'arrêt des équipements entraîne des pertes économiques importantes en raison de l'interruption de service. Il est également prouvé expérimentalement que plus le nombre de phases statoriques est élevé, plus la dégradation et la réduction de la puissance à atteindre suite à un défaut sur une phase de la machine est faible [27], [28].

- **Les Performances**

Il est bien connu selon la théorie classique des machines multiphasées que l'augmentation du nombre de phases au stator augmente le contenu harmonique du champ de densité de flux de l'entrefer. En effet cela peut être facilement expliqué par le fait que les champs harmoniques tournants soutenus par les différents ensembles de phases dans la machine à plusieurs étoiles subissent un effet d'annulation mutuelle [29].

L'inconvénient majeur des machines multiphasées tient en l'apparition de courants harmoniques en cas d'une alimentation par un onduleur de tensions [30] ainsi qu'en l'augmentation du nombre de semi-conducteurs, engendrant un surcoût de l'ensemble convertisseur-machine [31].

I.5. Application des machines multiphasées

De par leurs avantages par rapport aux conceptions triphasées traditionnelles, l'utilisation des machines multiphasées est devenue très intéressante pour les applications et les développements dans différents domaines tels que la propulsion électrique des navires [32], [33], les avions électriques [34], [35], les véhicules électriques et hybrides [36], la traction des locomotives électriques [37] et la production d'énergie électrique renouvelable [38]. De même, les machines multiphasées peuvent être également exploitées dans des applications de fortes puissances telles que la production d'énergie électrique afin d'obtenir une puissance nominale élevée sans avoir besoin d'augmenter le courant statorique de chaque phase.

si l'on se focalise sur les éoliennes [39], les défaillances de celles-ci proviennent généralement des parties mécaniques ou électriques du système. Pour les parties mécaniques, la plupart des défaillances se situent au niveau du multiplicateur qui présente 42% des pannes d'une éolienne ce qui entraîne des temps d'arrêt importants. Ce problème peut être éliminé en augmentant le nombre de pôles du générateur, ce qui permet de réduire la vitesse de ce dernier et de le connecter directement aux pales de l'éolienne (Entraînement direct). En ce qui concerne la partie électrique, il est nécessaire d'associer à la génératrice multiphasée des techniques de contrôle avancées et robustes, pour assurer la continuité de service en cas de défaut électrique. Généralement, ce type de défaut peut être causé par la perte d'un bras du convertisseur ou directement la perte d'une phase.

I.6. Différentes technologies de génératrices électriques appliquées pour l'éolien

A présent, il existe deux approches de générateurs électriques reliés au réseau électrique : soit avec un fonctionnement à vitesse fixe ou soit un fonctionnement à vitesse variable.

- **Fonctionnement à vitesse fixe**

Ce type de fonctionnement se base sur la régulation de la vitesse de rotation à travers l'orientation des pâles de l'éolienne. Généralement, les générateurs destinés à fonctionner à une vitesse fixe sont de type asynchrone à cage d'écureuil et sont directement connectés au réseau (**Figure I-4**). Pour que ce type de machines génèrent une puissance électrique (mode générateur), il faut que la vitesse du rotor tourne au voisinage de la vitesse de synchronisme du fait que la fréquence est imposée par le réseau de distribution. Parmi les avantages de ce mode de fonctionnement, on distingue la simplicité et la grande fiabilité avec de plus un coût modéré. Concernant les inconvénients, ils tiennent dans la gestion de l'énergie réactive que la machine

asynchrone à cage nécessite pour assurer sa magnétisation et l'installation de bancs de capacités afin diminuer l'appel de la puissance réactive sur le réseau. Comme l'illustre la **Figure I-4** de plus, ce type de fonctionnement ne permet pas un contrôle de la puissance générée.

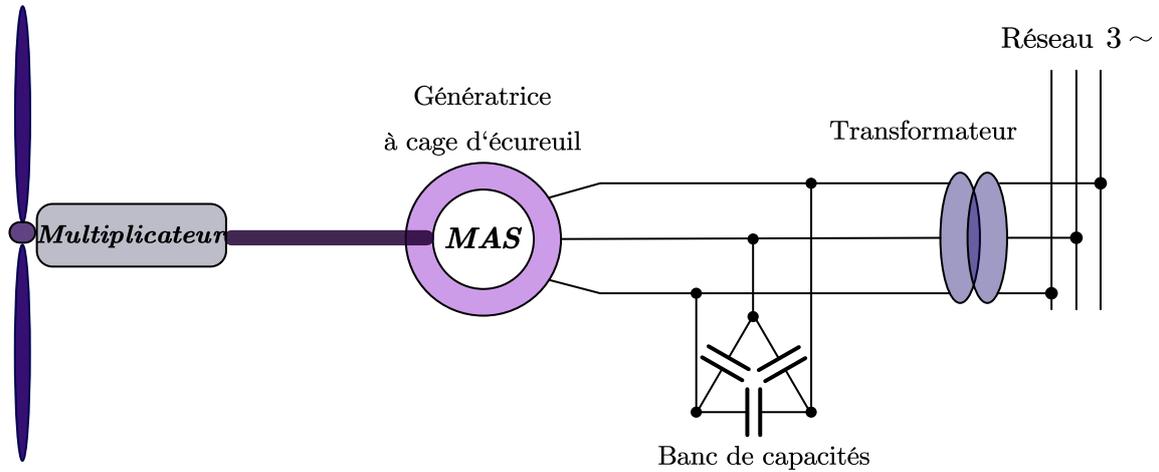


Figure I-4. Fonctionnement à vitesse fixe basé sur la MAS.

- **Fonctionnement à vitesse variable**

Malgré la simplicité de la structure à vitesse fixe, celle-ci reste limitée de par la plage de variation de la vitesse du vent qui n'est pas exploitable de manière optimale. Ce problème est résolu pour un fonctionnement à vitesse variable en introduisant des convertisseurs de puissance constitués d'un redresseur et d'un onduleur reliés via un bus continu (**Figure I-5**). Cette solution a pour avantage d'augmenter le rendement du process tout en contrôlant les différentes puissances actives et réactives, et permet également de réduire les ondulations du couple électromagnétique du générateur dans un fonctionnement sain ou dégradé.

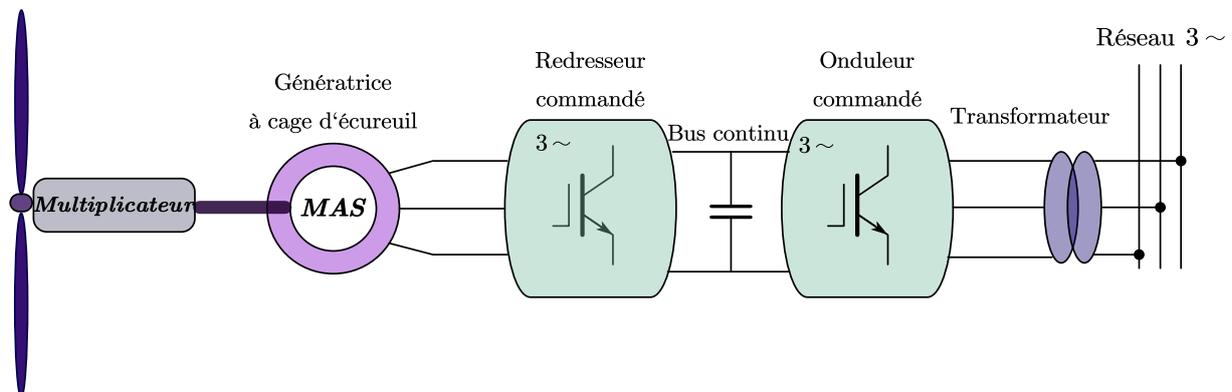


Figure I-5. Fonctionnement à vitesse variable basé sur la MAS

En ce qui concerne les différentes technologies de générateurs électriques les plus connus et les plus utilisées à vitesse variable, on distingue :

- La machine asynchrone à cage d'écureuil (MAS) [40]
- La machine asynchrone à double alimentation (MADA)[41], [42]
- La machine synchrone à rotor bobiné (MSRB)[43]
- La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) [44]

Les avantages et les inconvénients de chaque technologie sont résumés dans le tableau ci-dessous :

Tableau I-3. Avantages et inconvénients de différentes génératrices électriques

<i>Technologie</i>	<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>
MAS	<ul style="list-style-type: none"> - Optimisation de la puissance extraite pour les différentes plages de vitesse. - Robustesse. 	<ul style="list-style-type: none"> - Dimensionnement des convertisseurs à 100% de la puissance nominale de la MAS.
MSRB	<ul style="list-style-type: none"> - Optimisation énergétique. - Optimisation de la puissance extraite pour les différentes plages de vitesse. 	<ul style="list-style-type: none"> - Très coûteuse. - Maintenance périodique du système bague balais. - Dimensionnement des convertisseurs à 100% de la puissance nominale de la MSRB.
MSAP	<ul style="list-style-type: none"> - Compacité optimale. - Bon rendement. 	<ul style="list-style-type: none"> - Risque de démagnétisation - Aimants permanents très couteux. - Dimensionnement des convertisseurs à 100% de la puissance nominale de la MSAP.
MADA	<ul style="list-style-type: none"> - Optimisation de la puissance extraite pour les différentes plages de vitesse. - Dimensionnement des convertisseurs à 25% de la puissance nominale du stator de la MADA. 	<ul style="list-style-type: none"> - Rotor légèrement robuste par rapport à la MAS. - Complexité de son asservissement.

I.7. Positionnement de la recherche sur les machines multiphasées

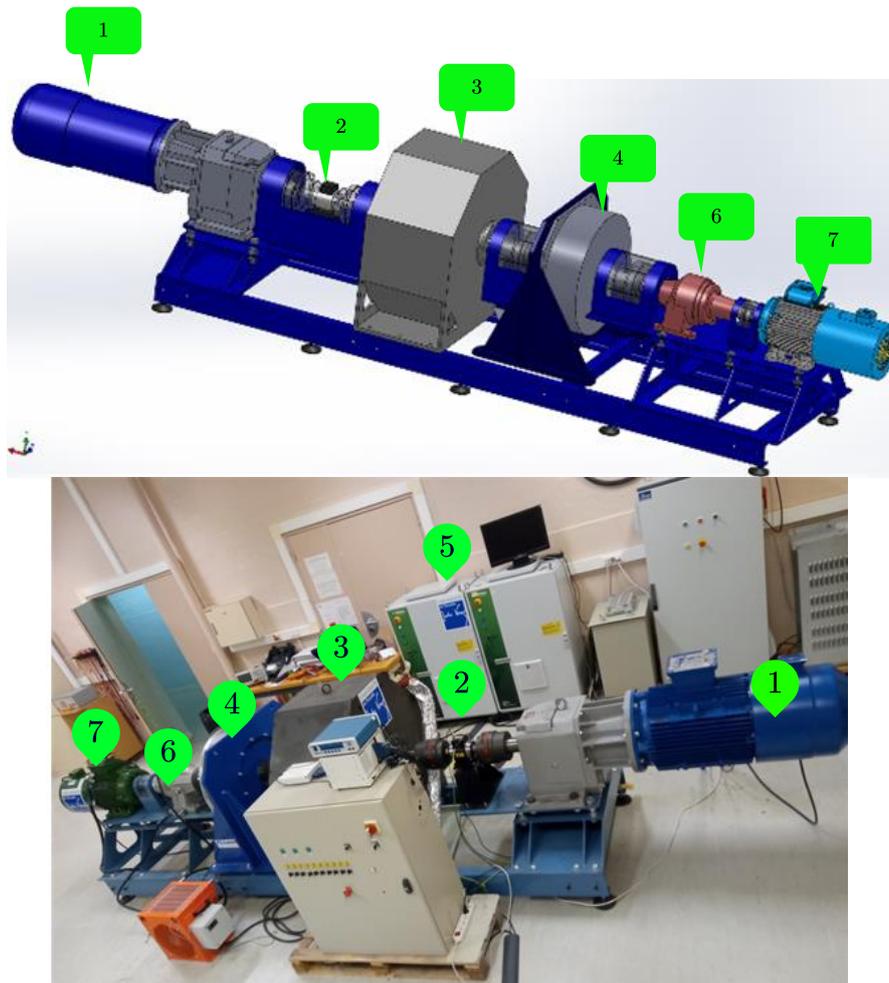
Les machines tournantes jouent un rôle primordial dans la situation actuelle, où les énergies vertes et la mobilité électrique connaissent une croissance soutenue. Cependant, ce scénario entraîne également des exigences plus élevées quant aux générateurs électriques de la prochaine génération, ce qui pousse des groupes de recherche internationaux à étudier et à développer des machines électriques plus compétitives et plus robustes. Dans ce contexte, les systèmes multiphasés offrent plusieurs avantages par rapport aux systèmes triphasés conventionnels, notamment une meilleure tolérance aux pannes, une réduction de puissance par phase, un meilleur rendement et un nombre élevé de degrés de liberté [45], [46].

Dans ce contexte, l'utilisation de la technologie à six phases est l'option préférée pour l'industrie et la communauté des chercheurs de ce domaine afin d'exploiter la technologie bien connue des convertisseurs triphasés classiques [47]–[49]. Ainsi, les premiers travaux de recherche se sont focalisés sur la modélisation des machines multiphasées, la première publication concernant la modélisation de la machine à induction hexaphasée dans le repère tournant ayant été publiée en 1980 [50]. Par la suite, d'autres approches de modélisation utilisant la méthode des circuits internes équivalents ainsi que la méthode des éléments finis ont été développées dont le but est d'insérer les différents scénarios possibles des défauts statoriques et rotoriques [51]–[56]. En ce qui concerne la partie commande des machines à six phases, on peut citer les travaux sur la commande par mode glissant [57]–[59], la commande prédictive [8], [60], la commande avec un PI (proportionnel intégrale) adapté [61], la commande Back-stepping [62], [63] ainsi que la commande par logique floue [27], [64]. D'autres chercheurs s'intéressent également à optimiser la distribution des enroulements statoriques afin d'améliorer également les performances de la machine [65], [66].

Les machines multiphasées symétriques, quel que soit leur nombre de phases, ont trouvé un fort intérêt dans la communauté des chercheurs. Dans ce mémoire nous allons donc adopter la configuration symétrique avec six phases ayant un nombre de pôles moyens dont le but est de s'affranchir d'un multiplicateur à plusieurs étages (24 pôles pour la machine asynchrone à cage d'écureuil et 32 pôles pour la machine synchrone à aimants permanents). Les commandes tolérantes aux défauts développées dans ce mémoire pourront bien évidemment être extrapolées pour les autres types de machines multiphasées quel que soit leurs nombres de paires de pôles ou leurs configurations.

I.8. Présentation du banc d'essais expérimental

Dans le cadre des projets *GEOMED* (Génératrices Eoliennes Multiphasées à Entraînement Direct) et *CODIAG-EOL* (Commande et Diagnostic des Machines Electriques Multiphasées : Application aux génératrices éoliennes, hydrauliques et aux applications sécuritaires) financés par la région de Picardie ainsi que l'Agglomération du GRANDSOISSONS, un banc d'essai de 24kW a été installé au laboratoire *LTI* par l'équipe de recherche *EESA* afin de réaliser des essais expérimentaux pour les deux technologies innovantes des machines hexaphasées à savoir asynchrone à cage d'écuruil (MAS6) et synchrone à aimant permanent (MSAP6) (**Figure I-6**).



1.Moto – réducteur (45kW/133tr.min⁻¹)

2.Couplemètre Magtrol

3. Machine asynchrone hexaphasée à flux radial (24kW/119tr.min⁻¹)

4.Machine synchrone hexapahasée à flux axial (24kW/125tr.min⁻¹)

5.Convertisseur Back – to – Back

6.Multiplicateur (26.35)

7.Machine asynchrone hexapasée (22kW/2950tr.min⁻¹)

Figure I-6. Banc d'essais expérimental 24kW

Cette plateforme expérimentale est composée dans un premier temps d'un moto-réducteur qui est constitué d'une machine asynchrone triphasée (MAS3) d'une puissance de 45kW et de vitesse nominale de 1479 tr/min connectée à un réducteur de vitesse de rapport 11.2 permettant d'entraîner l'arbre reliant toutes les technologies de machines multiphasées connectées au banc avec une vitesse de 0 et 133 tr/min en mode générateur. Le contrôle de ce dernier se fait à l'aide d'un variateur de vitesse triphasé de la marque *Leroy Somer* utilisant une commande scalaire classique V/f . L'idée est donc de considérer l'ensemble moto-réducteur comme un émulateur de la force du vent.

Entre l'émulateur du vent (MAS3-45kW) et la machine asynchrone hexaphasée (MAS6-24kW), et comme on peut le voir dans la **Figure I-7**, se trouve un couplemètre (TORQUE MASTER 315/031). Ce dernier permet de mesurer le couple à partir de la déformation fonction de la force appliquée en générant une force électromotrice proportionnelle au couple et ensuite convertie en une tension comprise entre +10V et -10V.

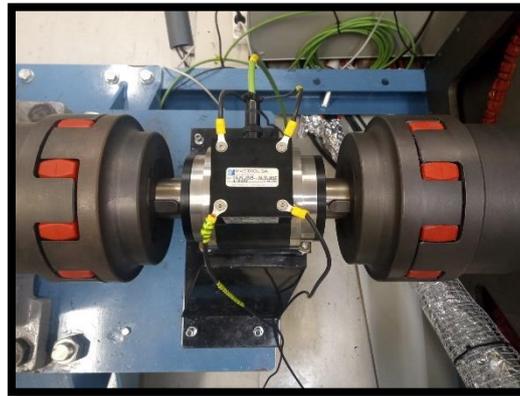


Figure I-7. Couplemètre TM315

Cet instrument permet également la mesure de la vitesse de l'arbre entraînant l'ensemble des machines couplées ainsi que la puissance mécanique de l'ensemble.

Tableau I-4. Caractéristiques couplemètre TM 315

<i>Couple nominale</i>	2000 N.m
<i>Sensibilité</i>	2.5 mV/N.m
<i>Vitesse maximale</i>	7000 min ⁻¹
<i>Nombre d'impulsion</i>	60 imp /rev

L'acquisition de ces quantités se fait à travers la centrale MAGTROL 3411 (**Figure I-8**), à l'aide du logiciel *Torque7* développé sous le logiciel *LabVIEW*.



Figure I-8. Magtrol 3411

Les deux technologies de machines asynchrone et synchrone sont contrôlées via un convertisseur Back-to-Back **Figure I-10** constitué de 2 convertisseurs côtés machines et 2 convertisseurs côtés réseau, ces deux derniers étant reliés à travers un Bus Continu fixé à une tension de 650V. Les parties puissance et commande du convertisseur Back-to-Back ont été conçues par l'entreprise *Triphase* en Belgique, qui a été ensuite achetée par le groupe *National Instruments*.

L'architecture des systèmes de commandes de *Triphase* contient essentiellement 3 composants principaux :

- Un ordinateur RTT (Real-Time Target) pour l'acquisition des mesures et le contrôle du système.



Figure I-9. Ordinateur RTT de Triphase

- Deux modules de puissance pour la conversion.



Figure I-10. Convertisseur Back-to-Back

- Un ou plusieurs modules de mesures supplémentaires.



Figure I-11. Blocs de mesures

Tous ces composants s'interconnectent via un réseau de communication en temps réel de Triphase (**Figure I-12**) via lequel le RTT peut se synchroniser et contrôler plusieurs modules de puissances et de mesures avec une bande passante allant jusqu'à 20kHz voir même plus.

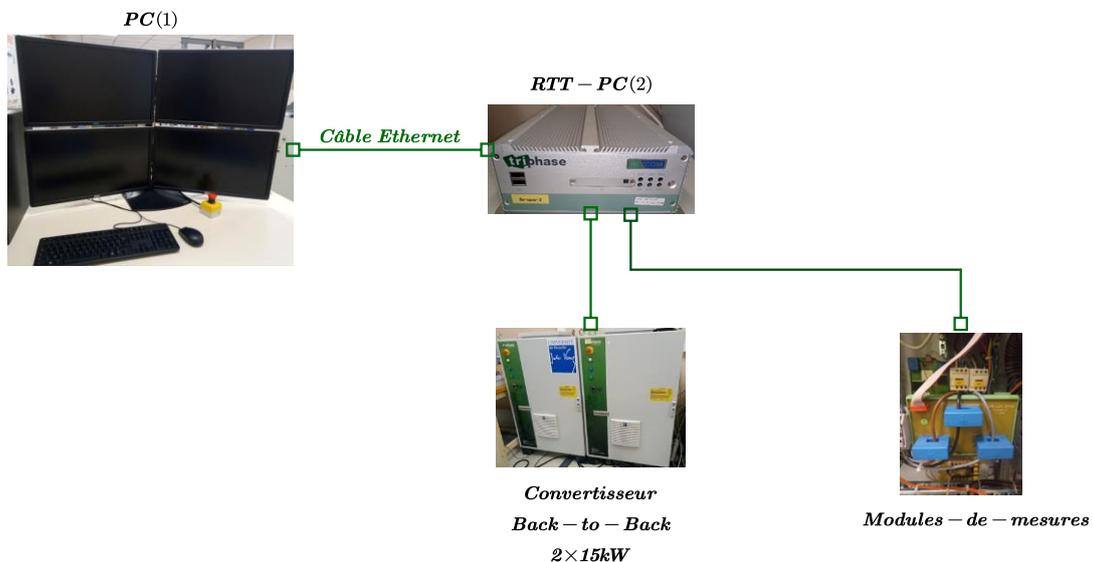


Figure I-12. Communication des systèmes *Triphase*

Les algorithmes de commandes sont développés sous le logiciel *Matlab-Simulink*, qui sont premièrement compilés sur le premier ordinateur (*PC1*) et ensuite transférés au deuxième ordinateur (*PC2*) *RTT* qui est connecté à un réseau Ethernet ordinaire via une adresse IP.

Pour la communication en temps réel entre (*PC1*) et (*PC2*), on utilise le protocole Secure Shell (*SSH*) dont le port est (*TCP/22*).

Comme on peut le voir en **Figure I-13**, la coupure d'une à plusieurs phases peut se faire manuellement en utilisant des relais commandés par des commutateurs manuels ou également directement via le programme *Matlab/Simulink* à un temps bien précis.

Les interrupteurs de puissance des convertisseurs sont commandés par une carte FPGA qui permet de générer des impulsions. La technique utilisée consiste la modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui est de type sinus-triangle avec une porteuse d'amplitude 1V.

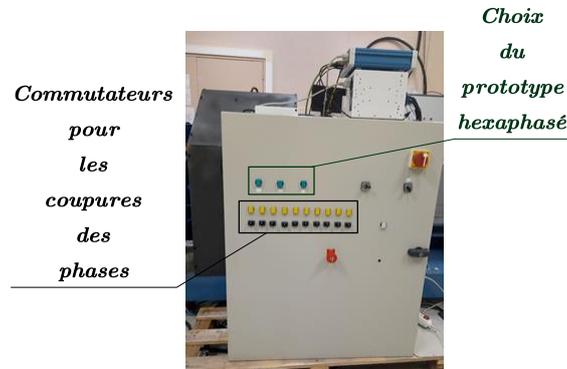


Figure I-13. Armoire de coupure des phases statoriques

La **Figure I-14** représente le schéma complet de l'ensemble convertisseurs-machine et convertisseurs-réseau de la plateforme expérimentale dédiée à une production électrique à échelle réduite. Dans ce mémoire, nous allons nous intéresser plutôt aux contrôles des convertisseurs côté machine. En effet, le contrôle des convertisseurs côtés réseau est déjà réalisé par des modules *Triphase* et a pour but de réguler le *BUS DC* et d'injecter une puissance réactive nulle.

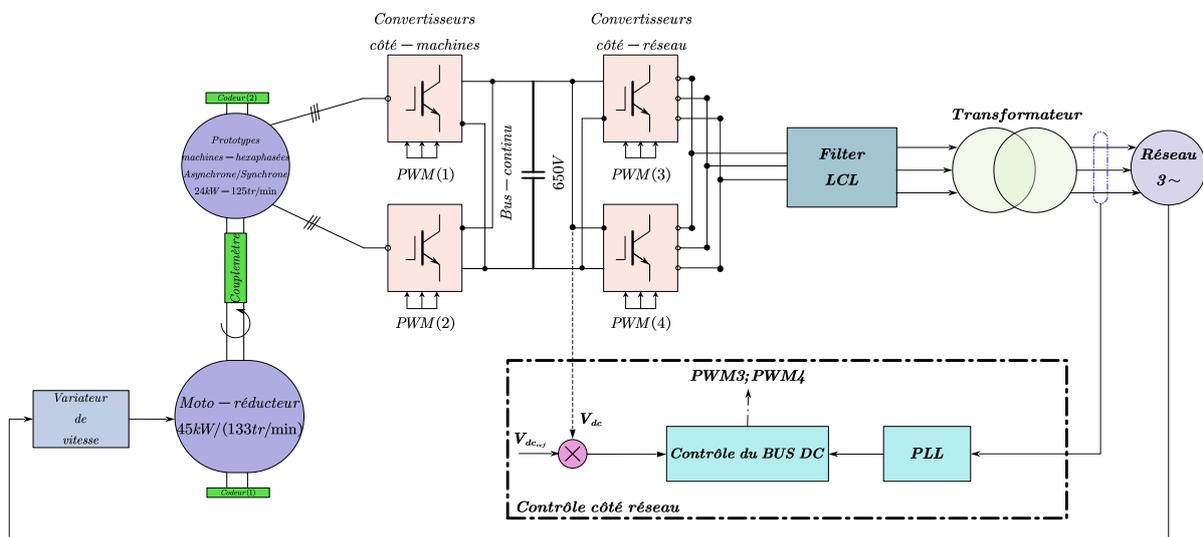


Figure I-14. Schéma simplifié de la plateforme expérimentale

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons dressé un état de l'art quant aux machines multiphasées en introduisant l'intérêt de passer d'un système triphasé classique à un système multiphasé, ainsi que les différentes configurations possibles. La technologie la plus fréquemment rencontrée est basée sur les machines de type I pour la simple raison de profiter de la technologie des convertisseurs triphasés classiques. Un accent a été mis sur les transformations habituellement appliquées aux machines multiphasées en cherchant à définir celle qui est la plus adéquate pour chaque type de raccordement au point neutre.

Les avantages et les inconvénients quant à l'utilisation des machines à nombre élevé de phases ont également été exposés et notamment l'avantage majeur de tolérance aux défauts électriques qui est intrinsèquement garantie par ce type des machines. Concernant l'inconvénient majeur des machines mutliphasées, il se situe sur le coût de fabrication de la machine ainsi que sur le nombre important de semi-conducteurs utilisés pour les convertisseurs déployés par chaque étoile.

Nous avons également cité quelques applications des machines multiphasées et l'intérêt important de la structure multiphasée dans la production d'énergie que ce soit hydraulique ou éolienne.

Finalement, le banc d'essais expérimental a été exposé. Celui-ci permettra de tester et de valider les différents algorithmes de commandes tolérantes aux défauts qui seront développés à partir du logiciel Matlab/Simulink dans la suite de ce mémoire.

Chapitre II : Modélisation et Commande linéaire des Machines Asynchrones et Synchrones Hexaphasées

II.1. Introduction

L'étude du comportement des machines tournantes est une tâche très difficile qui demande avant tout une meilleure connaissance de leur modèle dynamique qui permettra ensuite de simuler leurs comportements en régime transitoire et ensuite d'appliquer des lois de commandes bien adaptées aux différents modes de fonctionnement envisagés (sain ou dégradé).

Des modèles utilisant la méthode des circuits internes équivalents (*CIE*) [53], [61], [67] ont été développés au sein du laboratoire *LTI* afin d'introduire facilement des défauts statoriques et rotoriques par ouverture de circuits. L'avantage également de ces modèles consiste en la visualisation du régime transitoire lors d'une perte de phase et qui permet l'application d'une loi de commande robuste permettant de minimiser les oscillations au niveau du couple et de la puissance électromagnétique afin de ne pas endommager la machine ainsi que le convertisseur associé.

Dans ce chapitre, nous allons modéliser deux prototypes hexaphasés de machines tournantes en vue de leur commande. La modélisation de ce type de machine est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système hexaphasé à un système biphasé [68] qui sera discuté plus en détails dans ce chapitre.

Ensuite, nous allons contrôler le couple ainsi que le flux des deux technologies de machines en utilisant la technique de la commande vectorielle FOC (*Field Oriented Control*) [69]. Dans ce chapitre, nous allons nous focaliser au début sur l'utilisation d'un régulateur classique de type Proportionnel-intégral (*PI*) afin de valider le modèle théorique de simulation (*CIE*) avec le comportement expérimental de la machine asynchrone. De la même manière nous ne présenterons que les résultats expérimentaux concernant la machine synchrone vu la complexité de son modèle (*CIE*) qui est toujours en cours de développement par un doctorant au laboratoire. Les résultats en mode sain obtenus en simulation sous l'environnement Matlab/Simulink ainsi qu'expérimentalement seront exposés et discutés pour les deux technologies de machines.

II.2. Modélisation de la MAS6

II.2.1. Présentation du prototype

La machine asynchrone hexaphasée se compose d'un stator comportant six enroulements identiques et symétriquement décalés d'un angle électrique de 60° couplés en une seule étoile, et d'un rotor à cage d'écureuil tel que le représente la figure ci-dessous.

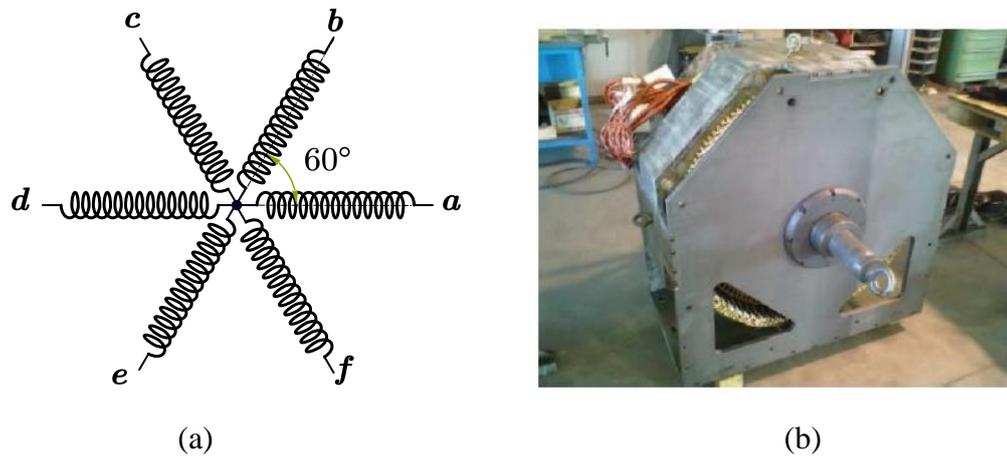


Figure II-1. (a) Répartition des enroulements (b) Prototype de la MAS6

Les caractéristiques de cette machine sont présentées dans le tableau ci-dessous :

Puissance nominale	P_n	24 kW
Tension nominale	V_s	230 V
Fréquence nominale	F_n	25 Hz
Vitesse nominale	Ω	119 tr/min
Nombre de phase statoriques	n	6
Configuration		1 étoile

II.2.2. Equation du modèle électrique de la MAS6 dans le repère naturel

Pour cette mise en équation, des hypothèses ont été adoptées à l'élaboration du modèle mathématique. Ainsi, nous supposons que le bobinage est réparti de manière à créer une *f.m.m* sinusoïdale et nous supposons également travailler en régime non saturé. De même, on néglige le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault, l'effet de peau et le régime homopolaire puisque le neutre est isolé.

La loi de Faraday permet d'écrire les équations des tensions statoriques et rotoriques sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \\ [V_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Les flux statoriques et rotoriques seront également sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [L_{sr}] \cdot [i_r] \\ [\phi_r] = [L_{rr}] \cdot [i_r] + [L_{sr}]^T \cdot [i_s] \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

- $[V_s]$ est le vecteur des tensions statoriques $[V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc} \ V_{sd} \ V_{se} \ V_{sf}]^T$
- $[V_r]$ est le vecteur des tensions rotoriques $[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$
- $[i_s]$ est le vecteur des courants statoriques $[i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc} \ i_{sd} \ i_{se} \ i_{sf}]^T$
- $[i_r]$ est le vecteur des courants rotoriques $[i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc} \ i_{rd} \ i_{re} \ i_{rf}]^T$
- $[R_s]$ est le vecteur de la résistance statorique $R_s [\text{diag}_6]$
- $[R_r]$ est le vecteur de la résistance rotorique $R_r [\text{diag}_6]$
- $[L_{ss}]$ est le vecteur des inductances statoriques défini comme suit:

$$[L_{ss}] = l_s \cdot \text{diag}_6 + l_m \cdot [A(\theta_r = 0)] \quad (\text{II.3})$$

Où l_s est l'inductance de fuite statorique.

l_m est l'inductance magnétisante.

θ_r est l'angle électrique du rotor.

$$A(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \theta_1) & \cos(\theta_r + \theta_2) & \cos(\theta_r + \theta_3) & \cos(\theta_r + \theta_4) & \cos(\theta_r + \theta_5) & \cos(\theta_r + \theta_6) \\ \cos(\theta_r + \theta_6) & \cos(\theta_r + \theta_1) & \cos(\theta_r + \theta_2) & \cos(\theta_r + \theta_3) & \cos(\theta_r + \theta_4) & \cos(\theta_r + \theta_5) \\ \cos(\theta_r + \theta_5) & \cos(\theta_r + \theta_6) & \cos(\theta_r + \theta_1) & \cos(\theta_r + \theta_2) & \cos(\theta_r + \theta_3) & \cos(\theta_r + \theta_4) \\ \cos(\theta_r + \theta_4) & \cos(\theta_r + \theta_5) & \cos(\theta_r + \theta_6) & \cos(\theta_r + \theta_1) & \cos(\theta_r + \theta_2) & \cos(\theta_r + \theta_3) \\ \cos(\theta_r + \theta_3) & \cos(\theta_r + \theta_4) & \cos(\theta_r + \theta_5) & \cos(\theta_r + \theta_6) & \cos(\theta_r + \theta_1) & \cos(\theta_r + \theta_2) \\ \cos(\theta_r + \theta_2) & \cos(\theta_r + \theta_3) & \cos(\theta_r + \theta_4) & \cos(\theta_r + \theta_5) & \cos(\theta_r + \theta_6) & \cos(\theta_r + \theta_1) \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Avec $[\theta_{1,2,3,4,5,6}]$ désignant respectivement le déphasage de chaque phase $\left[0 \ \frac{\pi}{3} \ \frac{2\pi}{3} \ \pi \ \frac{4\pi}{3} \ \frac{5\pi}{3}\right]$

- $[L_{rr}]$ est le vecteur des inductances rotoriques tel que:

$$[L_{rr}] = l_{lr} \cdot \text{diag}_6 + l_m \cdot [A(\theta_r = 0)] \quad (\text{II.5})$$

Où l_{lr} est l'inductance de fuite rotorique.

- $[L_{sr}]$ est le vecteur des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$$[L_{sr}] = l_m \cdot [A(\theta_r)] \quad (\text{II.6})$$

II.2.3. Transformation hexaphasée-biphasée

L'objectif principal de cette transformation est de passer d'un système hexaphasé vers un système biphasé. Il existe principalement deux transformations selon la configuration des enroulements statoriques (1N) ou (2N).

Notre choix s'est porté sur l'utilisation de la transformation de découplage avec (1N) qui assure la conservation de toutes les puissances et qui est bien évidemment pratique pour la commande des machines présentant des enroulements symétriques [16], [68].

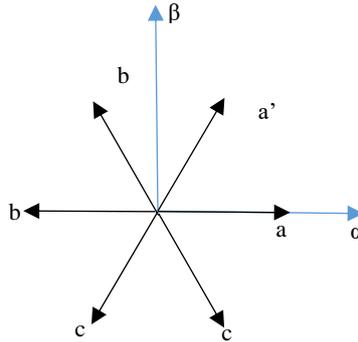


Figure II-2. Transformée au repère stationnaire $\alpha\beta$

Pour passer d'un système hexaphasé vers un système diphasé $\alpha\beta$ qui est un repère stationnaire, on applique la transformation de découplage symétrique T_6 qui permettra d'obtenir une base orthogonale de vecteurs propres telle que :

$$T_6 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_3) & \cos(\theta_4) & \cos(\theta_5) & \cos(\theta_6) \\ \sin(\theta_1) & \sin(\theta_2) & \sin(\theta_3) & \sin(\theta_4) & \sin(\theta_5) & \sin(\theta_6) \\ \cos(2\theta_1) & \cos(2\theta_2) & \cos(2\theta_3) & \cos(2\theta_4) & \cos(2\theta_5) & \cos(2\theta_6) \\ \sin(2\theta_1) & \sin(2\theta_2) & \sin(2\theta_3) & \sin(2\theta_4) & \sin(2\theta_5) & \sin(2\theta_6) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

L'application de cette matrice aux équations (II.1) de la machine donne :

$$\begin{aligned} [T_6][V_s] &= [V_\alpha \quad V_\beta \quad V_{z1} \quad V_{z2} \quad V_{z3} \quad V_{z4}]^T \\ [T_6][i_s] &= [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad i_{sz1} \quad i_{sz2} \quad i_{sz3} \quad i_{sz4}]^T \\ [T_6][i_r] &= [i_{r\alpha} \quad i_{r\beta} \quad i_{rz1} \quad i_{rz2} \quad i_{rz3} \quad i_{rz4}]^T \end{aligned}$$

$$\begin{cases} [T_6] \cdot [V_s] = [V_{\alpha\beta, z1z2, z3z4}] = [T_6] \cdot [R_s] \cdot [i_s] + [T_6] \cdot \left[\frac{d\phi_s}{dt} \right] \\ [T_6] \cdot [V_r] = [V_{\alpha\beta, z1z2, z3z4}] = [T_6] \cdot [R_r] \cdot [i_r] + [T_6] \cdot \left[\frac{d\phi_r}{dt} \right] \end{cases}$$

Les espaces ($z1z2$) et ($z3z4$) sont relatifs aux pertes donc toute la conversion électromagnétique est réalisée dans l'espace ($\alpha\beta$). Le dilemme entre le couple électromagnétique et les pertes reste complexe à résoudre, les autres sous espaces ($z1z2$) et ($z3z4$) ne seront pas contrôlés d'une part et donc négligés dans notre étude, d'autre part nous supposons que les tensions choisies dans les sous espaces relatifs aux pertes ($z1z2$) et ($z3z4$) sont nulles.

Les flux seront donc réduits à des matrices (2x2) dont on aura l'apparition des inductances cycliques notées L_s, L_r, M avec :

$$\begin{cases} L_s = l_s + M \\ L_r = l_r + M \\ M = 3.l_m \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{\alpha\beta s} \\ \phi_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} = [L][i] \quad (\text{II.9})$$

$$\text{Avec } [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M \cos \theta & -M \sin \theta \\ 0 & L_s & M \sin \theta & M \cos \theta \\ M \cos \theta & M \sin \theta & L_r & 0 \\ -M \sin \theta & M \cos \theta & 0 & L_r \end{bmatrix} \text{ et } [i] = \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta s} \\ i_{\alpha\beta r} \end{bmatrix}$$

Les équations statoriques et rotoriques des tensions de la machine dans le repère ($\alpha\beta$) deviennent alors :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} P^{-1}(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix}$$

$$\text{Avec } T(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \text{ et } T^{-1}(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

L'expression du couple électromagnétique dans le repère $(\alpha\beta)$ peut être déduite à partir de l'équation générale :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i_s]^T \left(\frac{\partial}{\partial \theta_r} [L] \right) [i_s] \quad (\text{II.11})$$

On déduit finalement l'expression du couple dans le repère $(\alpha\beta)$ en fonction des courants statoriques et rotoriques :

$$C_{em} = pM(i_{s\beta}i_{r\alpha} - i_{s\alpha}i_{r\beta}) \quad (\text{II.12})$$

II.2.4. Modèle de la MAS6 dans le repère tournant dq

Pour réaliser le passage entre le repère fixe $(\alpha\beta)$ et le repère tournant (dq) , on utilise la transformation de Park (II.13). L'idée est de faire tourner le repère rotorique à la même pulsation que le repère statorique. Ceci se fait en liant l'angle statorique avec l'angle rotorique par cette relation :

$\theta_s = \theta_r + \theta_{sl}$ où θ_{sl} est l'angle de glissement.

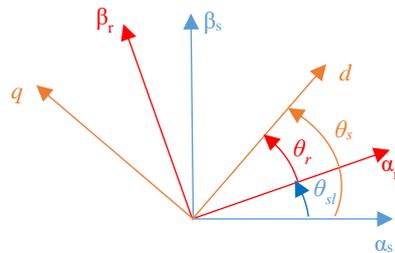


Figure II-3. Représentation des repères $(\alpha\beta)$ et (dq)

$$P(\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

En appliquant la matrice de Park, les équations des tensions et des flux deviennent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

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

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = M i_{sd} + L_r i_{rd} \\ \phi_{rq} = M i_{sq} + L_r i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

A partir de ces équations des tensions et des flux, il est possible de déterminer le modèle d'état de la machine dans le repère tournant (dq) :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = - \left(\frac{R_s}{\sigma_1 L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma_1 L_s L_r^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{R_r M}{\sigma_1 L_s L_r^2} \phi_{rd} + \frac{M}{\sigma_1 L_s L_r} p \Omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma_1 L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = - \left(\frac{R_s}{\sigma_1 L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma_1 L_s L_r^2} \right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \frac{M}{\sigma_1 L_s L_r} p \Omega \phi_{rd} + \frac{R_r M}{\sigma_1 L_s L_r^2} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma_1 L_s} V_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} + \omega_{sl} \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} i_{sq} - \omega_{sl} \phi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Avec $\sigma_1 = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ (coefficient de dispersion)

L'expression du couple électromagnétique dans le repère tournant dq est alors la suivante :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.17})$$

II.2.5. Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique

Pour contrôler la puissance d'une machine asynchrone, il faut agir sur le couple. D'après la relation (II.17), on remarque que le couple est fonction de deux grandeurs électriques à savoir le courant direct et le courant quadratique. On se retrouve ainsi confronté à une difficulté pour contrôler le couple d'une machine asynchrone.

La commande vectorielle permet de résoudre ce problème en découplant le réglage des flux à l'intérieur de la machine du couple.

Cette commande a été introduite en 1968 et il existe deux types de commande vectorielle à savoir directe et indirecte. Dans ce mémoire nous ne traiterons que la méthode indirecte qui sera ensuite appliquée à notre machine pour contrôler le flux, en agissant seulement sur le courant direct, et le couple, en agissant sur le courant quadratique. Le fonctionnement devient par conséquent similaire à celui d'une machine à courant continu.

L'idée de cette stratégie consiste à choisir convenablement l'angle de rotation θ_s d'une façon à ce que l'axe direct (d) devienne colinéaire avec la position du flux rotorique et donc d'avoir :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Donc, d'après la relation du couple de base (II.17), nous remarquons que celui-ci deviendra fonction du courant statorique en quadrature i_{sq} .

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (\text{II.19})$$

Pour implanter cette méthode dans le repère tournant, on aura besoin de calculer l'angle θ_s . Ce dernier est obtenu à partir de la pulsation de glissement ω_{sl} et de la mesure de la vitesse de rotation du rotor Ω :

$$\theta_s = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad \text{Avec } \omega_r = p\Omega \text{ [rad / s]}$$

En imposant $\phi_{rq} = 0$ et à partir des équations de la machine liée au champ tournant, on peut déduire la pulsation de glissement ainsi que le flux rotorique.

$$\begin{cases} \phi_r = \frac{M}{1+s\tau_r} i_{sd} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r \phi_r} i_{sq} \end{cases} \text{ avec } \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{II.20})$$

II.2.6. Synthèse des régulateurs linéaires de type proportionnel intégral (PI)

A. Découplage dynamique de la MAS6

On a remarqué précédemment que la commande vectorielle nous offre la possibilité de contrôler le couple et le flux de manière indépendante, ce qui nécessite la mise en œuvre de boucles de régulation des courants statoriques i_{sd} et i_{sq} .

D'après les équations des courants dans le repère (dq) en (II.16), on extrait les deux tensions de commandes V_{sd} et V_{sq} qui sont associées à une commande vectorielle (II.18), cela nous donne:

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma_1 L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{L_r} \right) i_{sd} - \omega_s \sigma_1 L_s i_{sq} - \frac{R_r M}{L_r} \phi_r \\ V_{sq} = \sigma_1 L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{L_r} \right) i_{sq} + \omega_s \sigma_1 L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} p \Omega \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

A partir de ces équations (II.21), on définit les termes de compensation pour découpler le système. Nous choisissons pour le système découplé deux nouvelles entrées V_{sd1} et V_{sq1} qui seront injectées dans la commande selon (II.22).

$$\begin{cases} V_{sd1} = V_{sd} + fem_{sd} \\ V_{sq1} = V_{sq} + fem_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

On définit maintenant les termes de compensation pour supprimer le couplage. Les termes de compensation fem_{sd} et fem_{sq} seront injectés dans les nouvelles commandes (II.22) avec des signes opposés.

$$\begin{cases} fem_{sd} = \omega_s \sigma_1 L_s i_{sq} + \frac{R_r M}{L_r} \phi_r \\ fem_{sq} = -\omega_s \sigma_1 L_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} p \Omega \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Donc, on peut exprimer finalement la fonction de transfert entre l'entrée et la sortie de notre système à savoir respectivement les tensions et les courants statoriques suivant les deux axes d

et q et en remplaçant la dérivée par l'opérateur de Laplace (s), on obtient un système du premier ordre :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{L_r^2}{R_s L_r^2 + R_r M^2 + \sigma_1 L_s L_r^2 s} V_{sd1} \\ i_{sq} = \frac{L_r^2}{R_s L_r^2 + R_r M^2 + \sigma_1 L_s L_r^2 s} V_{sq1} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

B. Méthode par placement de pôle :

La Figure II-4 représente le schéma de commande des boucles des courants statoriques en utilisant des régulateurs de type PI sur les deux axes. :

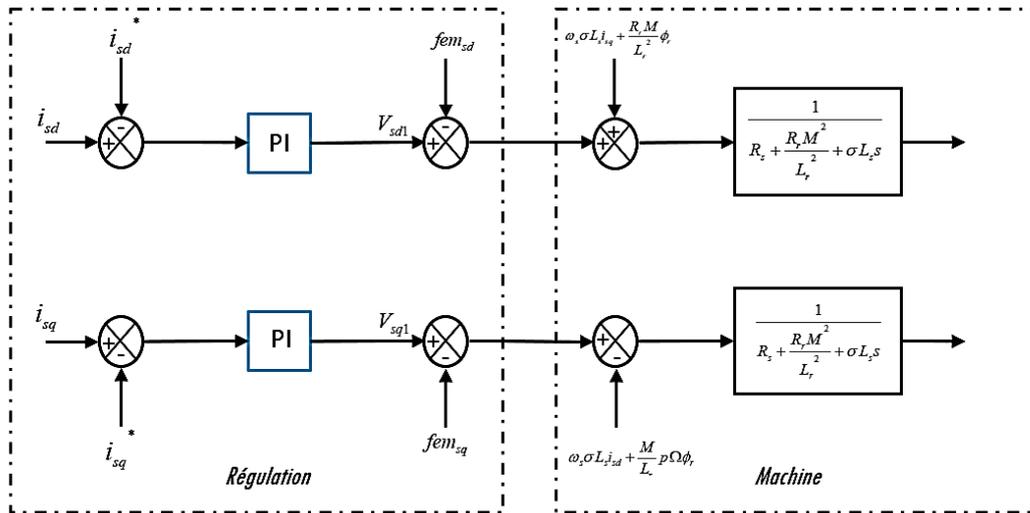


Figure II-4. Boucles de régulations du flux et du couple électromagnétique

Les courants dq sont régis par les mêmes fonctions de transfert en mode sain de la machine qui peuvent être mises sous forme de système du deuxième ordre en boucle fermée avec un régulateur classique de type PI.

$$i_{sd} = \frac{1 + \frac{k_p}{k_i} s}{1 + \left(\frac{R_s + k_p}{k_i} + \frac{M^2}{L_r T_r k_i} \right) s + \frac{\sigma_1 L_s}{k_i} s^2} \cdot i_{sd}^* \rightarrow \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad (\text{II.25})$$

Pour un système du deuxième ordre, deux paramètres dynamiques intervenant sont la pulsation propre ω_n et le coefficient d'amortissement ξ [70]. A partir de l'abaque de la **Figure II-5**, on relève le temps de réponse réduit à 5% (τ_s) en fonction du facteur d'amortissement ξ .

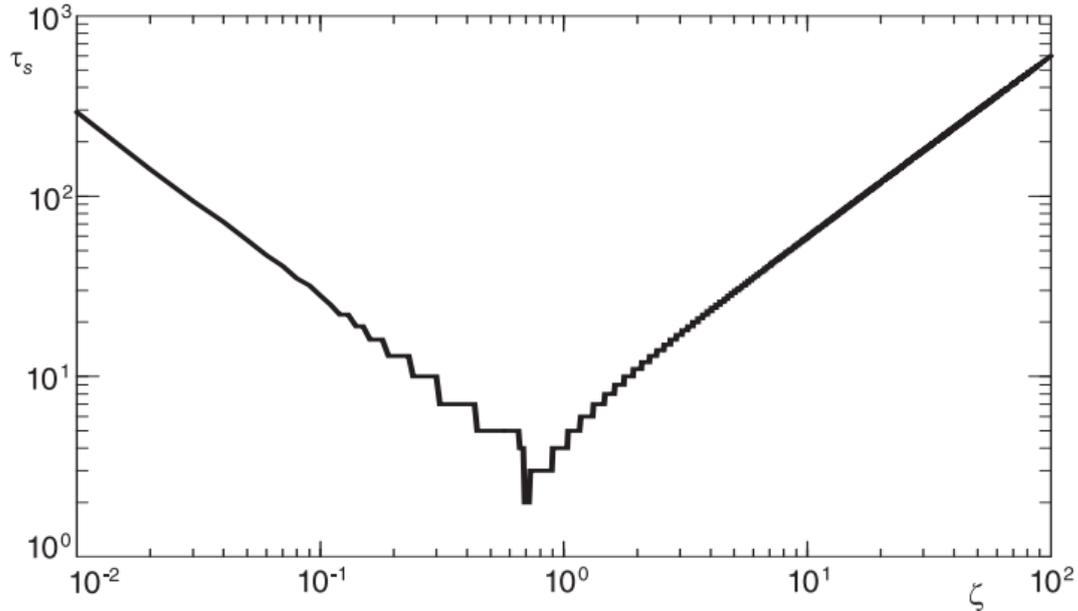


Figure II-5. Abaque du temps de réponse réduit d'un système du 2ème ordre [71]

Le tableau ci-dessous représente les paramètres du régulateur PI des boucles internes de la machine pour les différentes valeurs de temps de réponses $t_{rep5\%}$ avec un coefficient d'amortissement $\xi=1$ qui correspond à $\tau_s = t_{rep5\%} \omega_n = 4,75$.

$\xi = 1 ; t_{rep5\%} \cdot \omega_n = 4,75$				
	$t_{rep5\%} = 10 \text{ ms}$	$t_{rep5\%} = 50 \text{ ms}$	$t_{rep5\%} = 100 \text{ ms}$	$t_{rep5\%} = 150 \text{ ms}$
K_P	5.5617	0.88	0.3022	0,1084
K_I	1383.1	55.3243	13.8	6,11
τ_{PI}	4.02ms	15ms	21ms	17ms

Tableau II-1. Paramètres du régulateur PI

Les courants de références sont alors choisis en régime permanent, tels que :

$$\begin{cases} i_{sd}^* = \frac{\phi_r}{M} = \frac{2.3}{0.0789} = 29.1508[A] \\ i_{sq}^* = P_{em}^* \frac{L_r}{pM\phi_r\Omega} = 14000 \times \frac{0.0813}{12 \times 0.0789 \times 2.3 \times 13.09} \approx 40[A] \end{cases} \quad (II.26)$$

Où P_{em} est la puissance électromagnétique désirée de la machine, p est le nombre de pair de pôles et Ω est la vitesse mécanique du rotor en [rad/s].

La Figure II-6 ci-dessus représente le principe de cette commande :

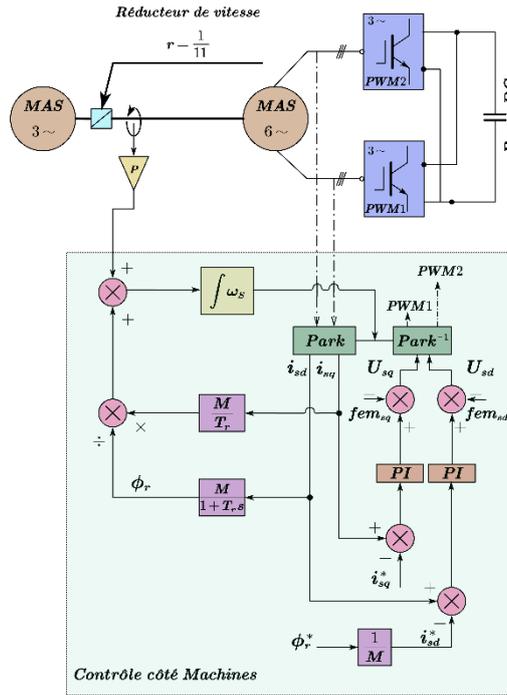


Figure II-6. Schéma principal de la commande vectorielle côté machine

II.2.7. Résultats de simulation et validation expérimentale en mode sain

Les résultats de simulations et expérimentaux sont établis en mode sain avec une vitesse constante de 13.08 [rad/s]. On remarque que les courants i_{sd} et i_{sq} **Figure II-7** ont bien atteints les valeurs désirées (II.26). Après un régime transitoire et comme on peut le remarquer en **Figure II-8**, le couple et la puissance électromagnétique sont quasiment proportionnels au courant quadratique vérifiant que le flux rotorique est bien maintenu constant et orienté vers l'axe direct du courant statorique. On peut également remarquer que les courants statoriques expérimentaux **Figure II-9** dans le repère naturel ne sont pas parfaitement sinusoïdaux en comparaison avec la simulation. Cette différence est due principalement aux dissymétries inhérentes à la conception et à la fabrication du prototype.

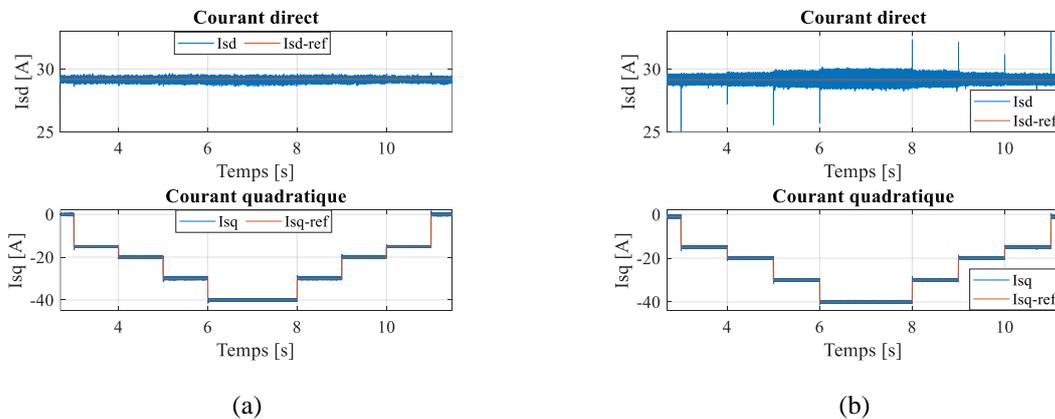


Figure II-7. Courants statoriques dans le repère dq. (a) Simulation (b) Expérimentation

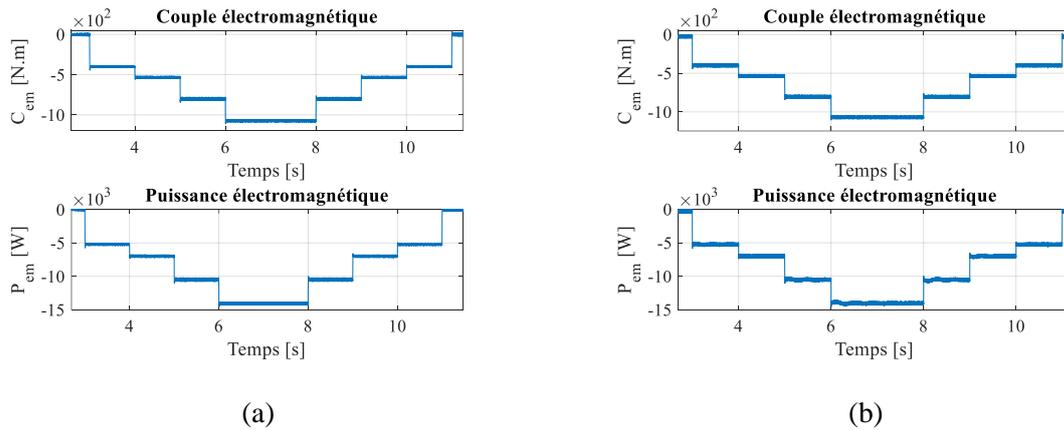


Figure II-8. Couple et puissance électromagnétique. (a) Simulation (b) Expérimentation

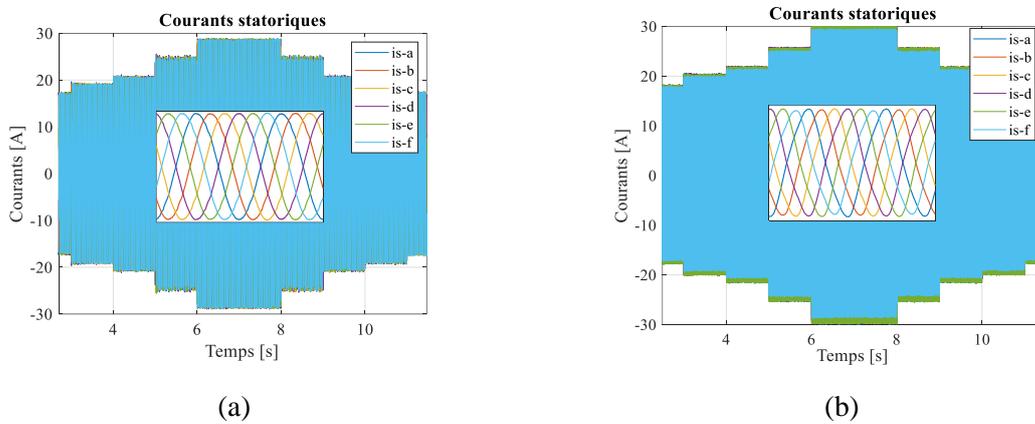


Figure II-9. Courants statoriques des phases avec zooms. (a) Simulation (b) Expérimentation

II.3. Modélisation de la MSAP6-FA

II.3.1. Présentation du prototype

Le prototype choisi par notre équipe au laboratoire LTI est une machine synchrone à aimants permanents à flux axial (MSAP6-FA) avec double rotors et un seul stator hexaphasé (**Figure II-10**).

Cette machine est appelée aussi discoïdes. Bien que le premier système d’excitation à aimants permanents ait été conçu dans les années 1830, cependant de par la mauvaise qualité des matériaux magnétiques, leur utilisation n’a pas connu un grand essor. La découverte d’autres matériaux tels que la ferrite de baryum (BaFe) dans les années 1931 et surtout les terres rares dans les années 1950 comme le néodyme-fer-bore (NdFeB), ont rendu possible le retour en force de nouveaux systèmes d’excitation à aimants permanents.

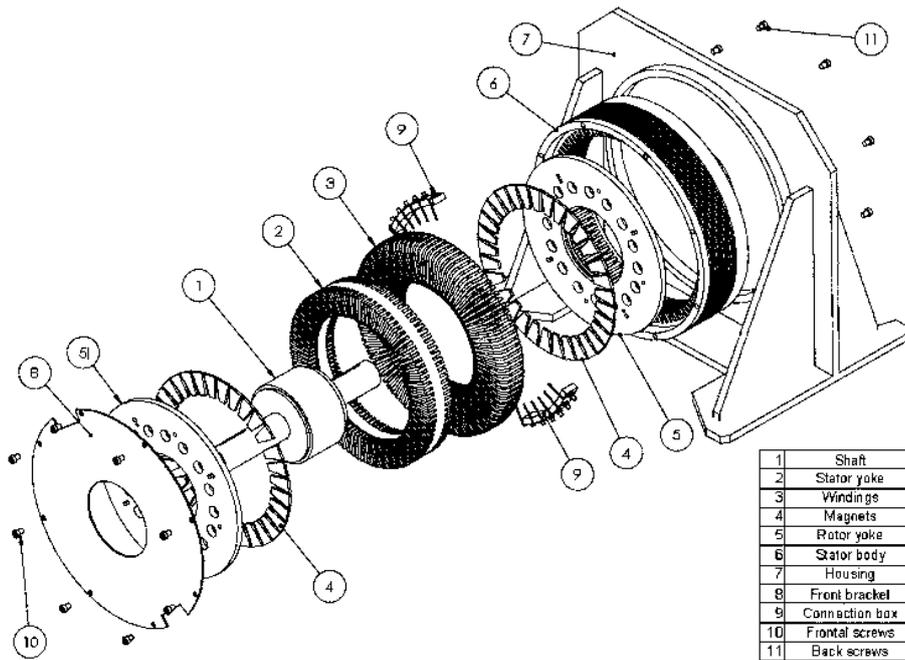


Figure II-10. Vue 3D du prototype de la MSAP-AF hexaphasée

Cette configuration est connue dans la littérature sous le nom « Torus » [72]–[74], qui est considérée comme une des meilleurs candidates pour les applications de puissance plus élevée et particulièrement pour la production d’énergie électrique comme pour les éoliennes. Parmi les principaux avantages de cette topologie par rapport aux machines à flux radial, on peut noter la compacité, la robustesse et l’optimisation du rapport couple/poids [56], [75], [76].

Les caractéristiques du prototype de la MSAP6-FA sont présentées dans le tableau ci-dessous.

<i>Puissance nominale</i>	P_n	24 kW
<i>Tension nominale</i>	V_s	230 V
<i>Fréquence nominale</i>	F_n	33.3 Hz
<i>Nombre de phases statoriques</i>	n	6
<i>Configuration</i>		2 étoiles

II.3.2. Modèle mathématique de la MSAP6-FA dans le repère naturel.

La modélisation de la machine synchrone en repère naturel est traitée telle que nous avons modélisé la machine asynchrone même si, le rotor de la MSAP6-FA est considérablement différent de celui de la machine asynchrone. Il est en effet constitué d’aimants permanents montés sur la surface du disque de chaque rotor (voir la **Figure II-10**) permettant d’exciter la machine et de créer un champ magnétique. Les enroulements statoriques sont symétriques et

électriquement déphasés de 60° avec deux points neutres isolés N_1 et N_2 comme présentés en **Figure II-11**.

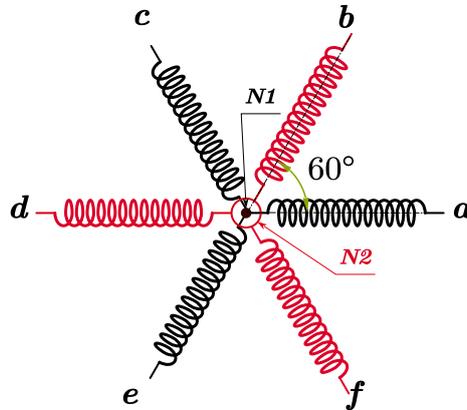


Figure II-11. Configuration des enroulements statoriques

Le modèle mathématique de la MSAP6-FA est basé également sur certaines hypothèses à savoir que la force magnétomotrice (*f.m.m*) et le flux de l'entrefer présentent une distribution sinusoïdale, la saturation magnétique et les pertes sont négligées.

D'après ces hypothèses, les tensions et les flux statoriques dans le repère naturel sont exprimés respectivement tel que :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \left[\frac{d\phi_s}{dt} \right] \\ [\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [\phi_{am}] \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Où :

- $[V_s]$ est la matrice des tensions simples statoriques $[V_{sa} \ V_{sa'} \ V_{sb} \ V_{sb'} \ V_{sc} \ V_{sc'}]^T$
- $[i_s]$ est la matrice des courants des phases statoriques $[i_{sa} \ i_{sa'} \ i_{sb} \ i_{sb'} \ i_{sc} \ i_{sc'}]^T$
- $[R_s]$ est la matrice des résistances des enroulements statoriques $[R_s] = \text{diag}_6(R_s)$
- $[\phi_s]$ est la matrice des flux des phases statoriques $[\phi_{sa} \ \phi_{sa'} \ \phi_{sb} \ \phi_{sb'} \ \phi_{sc} \ \phi_{sc'}]^T$
- $[\phi_{am}]$ est la matrice des flux de l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques $[\phi_{am.a} \ \phi_{am.a'} \ \phi_{am.b} \ \phi_{am.b'} \ \phi_{am.c} \ \phi_{am.c'}]^T$
- $[L_{ss}]$ est la matrice des enroulements statoriques qui sont en fonction de l'angle électrique absolu du rotor θ_e .

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_e) & L_{ab}(\theta_e) & L_{ac}(\theta_e) & L_{aa'}(\theta_e) & L_{ab'}(\theta_e) & L_{ac'}(\theta_e) \\ L_{ba}(\theta_e) & L_{bb}(\theta_e) & L_{bc}(\theta_e) & L_{ba'}(\theta_e) & L_{bb'}(\theta_e) & L_{bc'}(\theta_e) \\ L_{ca}(\theta_e) & L_{cb}(\theta_e) & L_{cc}(\theta_e) & L_{ca'}(\theta_e) & L_{cb'}(\theta_e) & L_{cc'}(\theta_e) \\ L_{a'a}(\theta_e) & L_{a'b}(\theta_e) & L_{a'c}(\theta_e) & L_{a'a'}(\theta_e) & L_{a'b'}(\theta_e) & L_{a'c'}(\theta_e) \\ L_{b'a}(\theta_e) & L_{b'b}(\theta_e) & L_{b'c}(\theta_e) & L_{b'a'}(\theta_e) & L_{b'b'}(\theta_e) & L_{b'c'}(\theta_e) \\ L_{c'a}(\theta_e) & L_{c'b}(\theta_e) & L_{c'c}(\theta_e) & L_{c'a'}(\theta_e) & L_{c'b'}(\theta_e) & L_{c'c'}(\theta_e) \end{bmatrix}$$

Où $L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}, L_{a'a'}, L_{b'b'}$ et $L_{c'c'}$ représentent les inductances propres de chaque phase respectivement. Les autres inductances dans la matrice représentent les inductances mutuelles entre les phases statoriques.

Le flux de l'aimant permanent $[\phi_{am}]$ est présenté sous forme matricielle telle que :

$$\begin{bmatrix} \phi_{am.a} \\ \phi_{am.a'} \\ \phi_{am.b} \\ \phi_{am.b'} \\ \phi_{am.c} \\ \phi_{am.c'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{am} \cos \theta_e \\ \phi_{am} \cos \left(\theta_e - \frac{\pi}{3} \right) \\ \phi_{am} \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \phi_{am} \cos (\theta_e - \pi) \\ \phi_{am} \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \phi_{am} \cos \left(\theta_e - \frac{5\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Où ϕ_{am} représente la valeur crête du flux créé par les aimants permanents à travers les enroulements statoriques.

II.3.3. Modèle mathématique dans le repère tournant dq

En appliquant les mêmes transformations [T6] et $[P(\theta_e)]$ utilisées pour la machine asynchrone (II.7), (II.13), les tensions et les flux de la machine synchrone sont exprimés dans le repère tournant dq tels que :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{sz1} \\ V_{sz2} \\ V_{sz3} \\ V_{sz4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\phi_{sd} \\ \phi_{sd} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega_r + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{sz1} \\ \phi_{sz2} \\ \phi_{sz3} \\ \phi_{sz4} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Avec

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{sz1} \\ \phi_{sz2} \\ \phi_{sz3} \\ \phi_{sz4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{z1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{z2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{z3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{z4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{sz1} \\ i_{sz2} \\ i_{sz3} \\ i_{sz4} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{am} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

V_{sd} et V_{sq} représentent les tensions suivant l'axe- d et l'axe- q ; ϕ_{sd} et ϕ_{sq} sont les flux statoriques suivant l'axe- d et l'axe- q ; L_{sd} et L_{sq} sont les inductances statoriques suivant l'axe- d et l'axe- q ; L_{z1} , L_{z2} , L_{z3} , L_{z4} représentent respectivement les inductances des sous espaces $z1$ - $z2$ et $z3$ - $z4$. ω_r est la vitesse électrique angulaire du rotor. Les autres composantes $z1$ - $z2$ et $z3$ - $z4$ ne contribuent pas à la création du couple électromagnétique et du flux puisqu'elles ne sont sources que de pertes d'énergie qui ne seront pas traitées par la suite. Dans notre étude, ces dernières sont donc ignorées comme sur la MAS6.

A partir du modèle (II.29), il est possible maintenant d'obtenir un modèle simple dans le repère tournant dq avec un ensemble d'équations différentielles reliant les entrées (tensions statoriques) et les sorties (courants statoriques) de la MSAP6-AF.

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_r \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_r \phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Avec

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \phi_{am} \\ \phi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

En remplaçant ϕ_{sd} et ϕ_{sq} par leurs expressions dans les équations (II.31), on trouve :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_r L_{sq} i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r L_{sd} i_{sd} + \omega_r \phi_{am} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Le couple électromagnétique (II.34) ainsi que la puissance électromagnétique (II.35) sont exprimés dans le repère tournant dq sous la forme suivante :

$$C_{em} = p i_{sq} (\phi_{am} - (L_{sd} - L_{sd}) i_{sd}) \quad (II.34)$$

$$P_{em} = C_{em} \Omega \quad (II.35)$$

Où p est le nombre de paires des pôles et Ω est la vitesse angulaire mécanique du rotor en [rad/s].

II.3.4. Commande vectorielle de la MSAP6-FA

La commande vectorielle est toujours le seul moyen utilisé pour assurer le découplage entre les courants statoriques (dq) dans les machines alternatives. Comme sur la machine asynchrone, on est confronté au même problème de non-linéarité du couple électromagnétique de la machine synchrone (II.34). Donc pour assurer le contrôle du couple électromagnétique d'une machine synchrone à aimants permanents, il faut maintenir le courant i_{sd} nul dans le but de contrôler le couple électromagnétique à partir du courant statorique en quadrature i_{sq} .

Ceci revient à dire que le courant statorique i_{sq} devrait être maintenu en quadrature avec le flux inducteur de l'aimant permanent ϕ_{am} pour maximiser le couple.

$$C_{em} = p \phi_{am} i_{sq} \quad (II.36)$$

A. Découplage dynamique de la MSAP6-FA

Avant d'asservir notre système (II.33), on a besoin de découpler les variables des tensions de commandes V_{sd} et V_{sq} permettant ainsi de déterminer les gains des régulateurs PI d'une manière simple. Pour cela, on introduit dans les deux commandes V_{sd} et V_{sq} des termes de compensation notés fem_{sd} et fem_{sq} qui assureront par la suite un découplage des perturbations.

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - fem_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} + fem_{sq} \end{cases} \quad (II.37)$$

Avec

$$\begin{cases} fem_{sd} = \omega_r L_{sq} i_{sq} \\ fem_{sq} = \omega_r (L_{sd} i_{sd} + \phi_m) \end{cases} \quad (II.38)$$

Maintenant à partir des équations (II.33) et (II.37), on peut définir notre nouveau système découplé, où V_{sd1} et V_{sq1} sont les nouvelles tensions de commande de notre système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} \\ V_{sq1} = L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

B. Détermination des régulateurs des courants

On procède de la même manière pour déterminer les gains du contrôleur *PI* que pour la machine asynchrone à savoir par la méthode par placement des pôles.

Le passage vers le domaine de Laplace (*s*) est nécessaire pour décrire la dynamique de notre système à l'aide d'une fonction de transfert en boucle ouverte telle que :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{R_s + sL_{sd}} V_{sd1} \\ i_{sq} = \frac{1}{R_s + sL_{sq}} V_{sq1} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

En utilisant un régulateur classique de type *PI*, le système en boucle fermée représenté sous la forme canonique est un système du deuxième ordre tel que :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right)}{\left(\frac{L_{sd}}{k_i} \right) s^2 + \left(\frac{R_s + k_p}{k_i} \right) s + 1} i_{sdref} \\ i_{sq} = \frac{\left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right)}{\left(\frac{L_{sq}}{k_i} \right) s^2 + \left(\frac{R_s + k_p}{k_i} \right) s + 1} i_{sqref} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

D'après l'abaque du temps de réponse réduit d'un système de deuxième ordre (**Figure II-5**) et par identification, on trouve ainsi l'expression des gains du contrôleur *PI* tels que :

$$k_i = L_{dq} \omega_n^2 ; k_p = \frac{2\xi k_i}{\omega_n} - R_s \quad (\text{II.42})$$

II.3.5. Validation expérimentale en mode sain

Nous appliquons toujours les mêmes conditions de simulation et d'essais expérimentaux que celles utilisées précédemment pour la MAS6 ; la vitesse de l'émulateur est toujours maintenue constante à 125 tr/min représentant la vitesse de synchronisme de la MSAP6-AF.

Le schéma de la commande vectorielle des courants statoriques de la MSFA6 est représenté dans la figure ci-dessous :

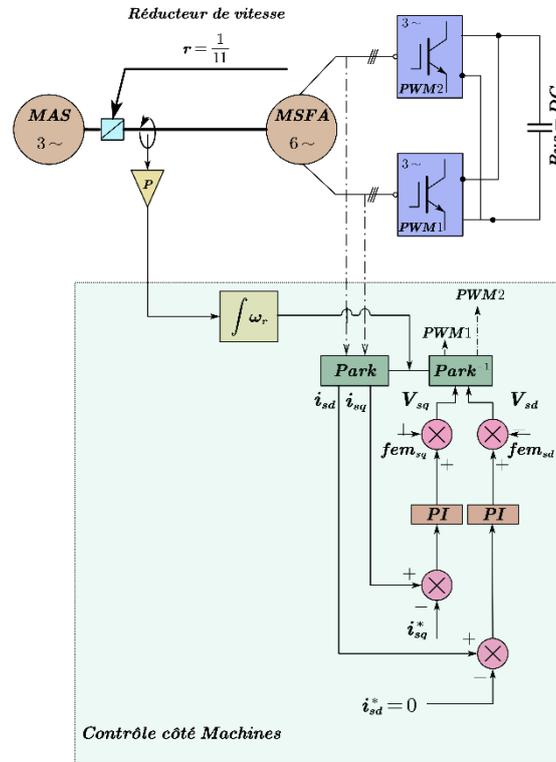


Figure II-12. Schéma classique de la commande vectorielle de la MSFA6

Nous avons pu mettre en évidence les performances des régulateurs classiques de types *PI* en assurant un découplage entre le flux et le couple de la MSAP6-AF. Ceci est effectué en imposant un courant magnétisant i_{sd} égale à zéro afin de linéariser le couple électromagnétique de la MSAP6-AF. Ainsi, ce dernier devient proportionnel au courant statorique i_{sq} .

La **Figure II-13** représente les courants simulés et les courants expérimentaux dans le repère tournant dq . On remarque que les deux courants convergent bien vers leur valeur désirée en simulation tandis qu'en expérimental, on voit clairement que le courant magnétisant i_{sd} est très sensible aux variations du courant i_{sq} . Ainsi, plus on extrait de puissance électromagnétique plus l'ondulation devient importante au niveau du courant i_{sd} . Cela peut être expliqué par le mauvais choix des paramètres du régulateur *PI* basés sur des paramètres fixes des inductances statoriques. Ces dernières sont naturellement variables suivant la rotation de l'aimant permanent ce qui explique la complexité du modèle théorique de cette topologie.

La **Figure II-14** représente l'évolution du couple électromagnétique et de la puissance électromagnétique en simulation et en expérimentation respectivement. Les deux grandeurs

suivent bien le même profil du courant statorique i_{sq} , mais les ondulations sont un peu plus remarquables en simulation qu'expérimentalement.

Par ailleurs, les courants statoriques instantanés suivent quasiment les mêmes dynamiques en simulation qu'expérimentalement (voir Figure II-15).

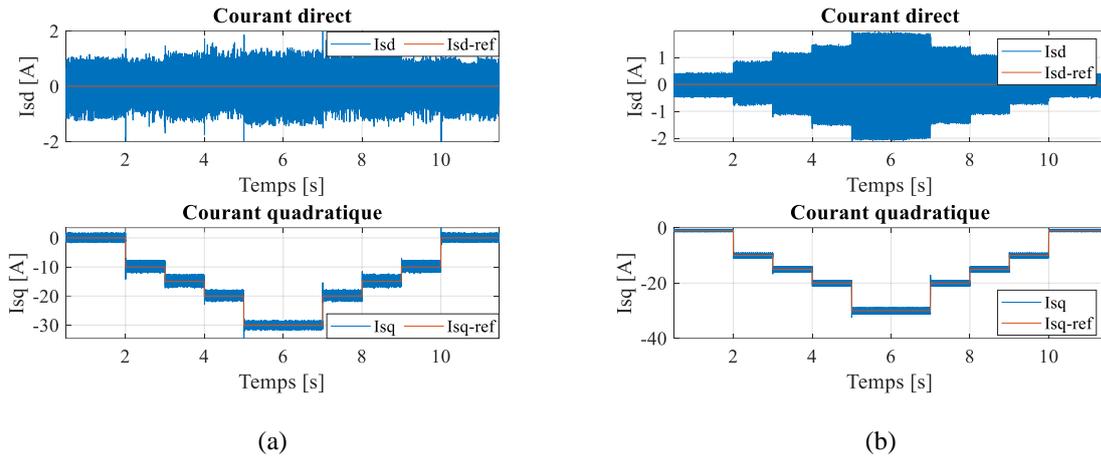


Figure II-13. Courants dq (a) Simulation (b) Expérimentation

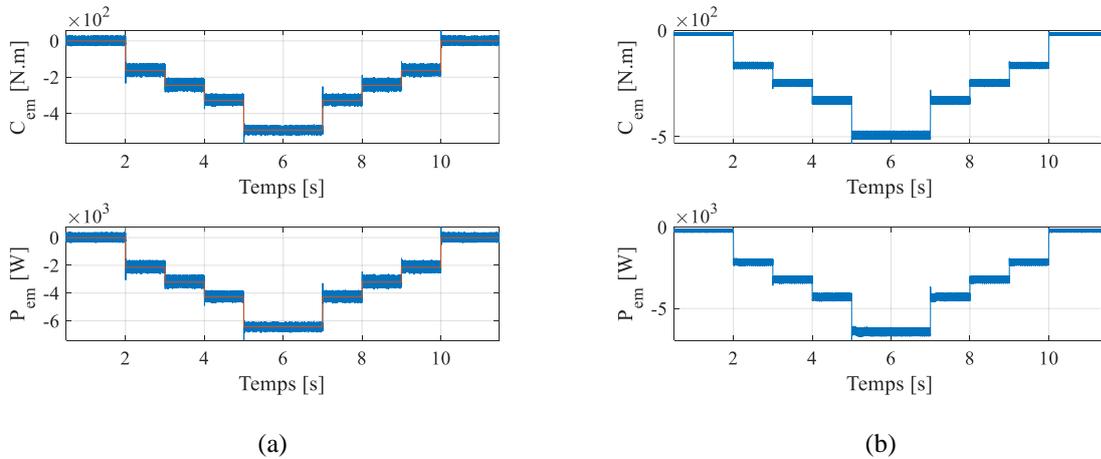


Figure II-14. Couple et Puissance électromagnétique (a) Simulation (b) Expérimentation

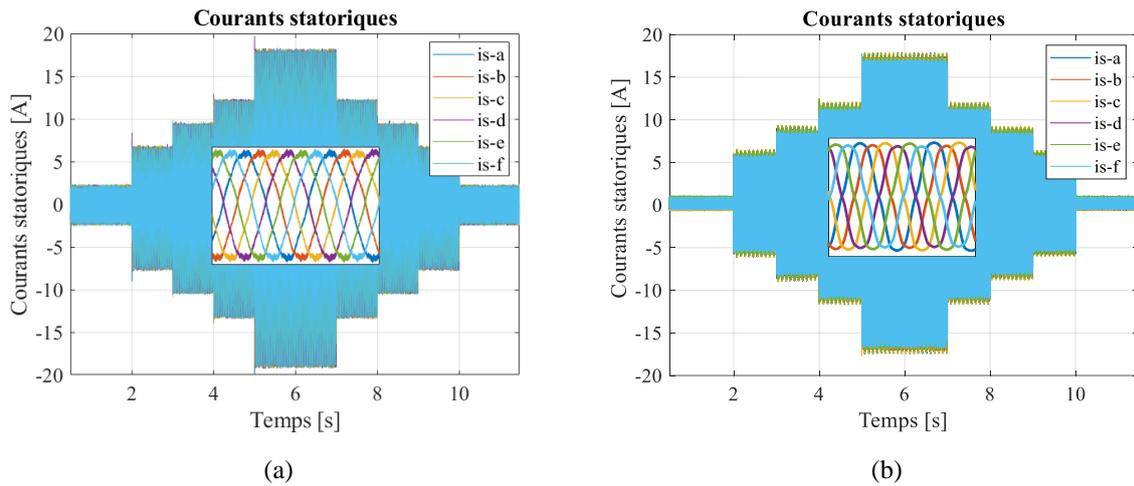


Figure II-15. Courants statoriques avec zooms (a) Simulation (b) Expérimentation

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé les modélisations dans le repère naturel des deux prototypes hexaphasés asynchrone à flux radial et synchrone à flux axial. Ces deux derniers sont régis par un ensemble d'équations différentielles présentant un comportement non-linéaire avec des paramètres variables dans le temps. A l'aide de la transformé de Park, nous pouvons obtenir un modèle simple en vue de leur commande, et grâce à la technique de la commande vectorielle, nous avons pu réduire la forte non-linéarité entre le flux et couple électromagnétique qui s'avère difficile à éliminer pour la MSFA-6P par rapport à la MAS6 de par la complexité de sa modélisation. De par les problèmes rencontrés dans la modélisation de la machine synchrone, nous ne réaliserons dans la suite de ce manuscrit que des essais expérimentaux pour cette machine.

Pour la machine asynchrone, le modèle mis au point est très réaliste puisque très proche de l'expérimentation et nous l'adopterons pour la simulation des commandes tolérants aux défauts en mode sain et en mode dégradé avant de passer à la validation expérimentale.

Chapitre III : Commande à structure variable et de la logique floue

III.1. Introduction

Les algorithmes de commande linéaires de type (*PI*) traités précédemment peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes. Cependant, lorsque le système est soumis à des fortes non-linéarités et à des variations paramétriques en cas de défaut, il faut dans ce cas concevoir un algorithme de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations lors de défauts tels qu'une perte de phase.

Dans ce chapitre nous allons présenter la théorie des deux commandes avancées qui font partie des commandes robustes ou autrement dit insensibles aux variations paramétriques et aux incertitudes du modèle étudié.

La première est basée sur la structure variable du système qui est aussi connue sous le nom du « mode glissant ». Cette commande est apparue dans le début des années 60, suite aux résultats théoriques du mathématicien *A.F. Philipov* [77], [78] et les premières applications ont été initiées par l'équipe du professeur *Emelyanov* en union Soviétique [79], [80]. Elle a connu un fort engouement vers la fin des années soixante-dix de par le développement de l'électronique et de l'informatique industrielle et a reçu une attention particulière auprès des chercheurs scientifiques au cours des deux dernières décennies grâce à sa faible sensibilité aux variations paramétriques, aux perturbations et aux incertitudes malgré le problème intrinsèque de broutement de la commande (*chattering en anglais*).

Ensuite, nous présenterons la commande floue dite encore « commande intelligente », qui est une des commandes les plus récemment utilisées pour contrôler, ou pour modéliser des systèmes présentant un comportement non linéaire et complexe à modéliser mathématiquement avec des méthodes classiques. Cette technique de commande apparue également dans les années 60 grâce aux recherches du professeur *L. Zadeh* en Californie, consiste à mettre en œuvre des connaissances linguistiques d'un expert pour intégrer son savoir-faire [81]. La synthèse de ce type de commande et les différentes étapes essentielles pour établir un régulateur flou seront explicitement introduites de manière à simplifier sa mise en œuvre.

III.2. Principe de la commande à structure variable

Les différentes techniques de commande par mode glissant présentent généralement la même évolution dans le plan de phase, consistant à ramener la trajectoire d'état du système vers une surface de glissement ou autrement dite surface de commutation notée (σ) à l'aide d'une logique de commutation adaptée, d'où l'existence du phénomène de glissement [82].

La commande à structure variable est définie par la logique de commutation suivante :

$$u(x) = \begin{cases} u^+(x) & \text{if } \sigma_i(x) > 0 \\ u^-(x) & \text{if } \sigma_i(x) < 0 \end{cases} \quad \text{avec } i = 1, \dots, m \quad (\text{III.1})$$

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes qui sont illustrées en **Figure III-1** [80]:

- **Le mode de convergence (MC)** : c'est le mode durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quelle position initiale dans le plan de phase, et tend vers la surface de glissement $\sigma=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et de critères de convergence.
- **Le mode de glissement (MG)** : c'est la phase durant laquelle la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers son point d'équilibre (origine du plan de phase). La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $\sigma=0$.
- **Le mode en régime permanent (MRP)** : Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre, il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

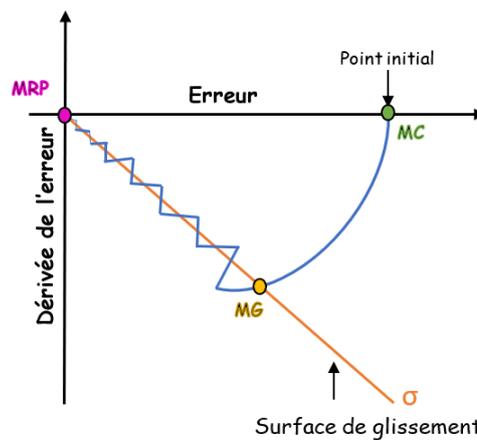


Figure III-1. Trajectoire de la commande par mode glissant

III.2.1. Types de commande à structure variable

Il existe trois configurations de base pour la commande à structure variable (CSV):

- Une première configuration (**Figure III-2**) appelée CSV par modification du retour d'état dont le changement de la structure se fait par commutation d'une contre réaction d'état variable avec deux retours d'état différents.

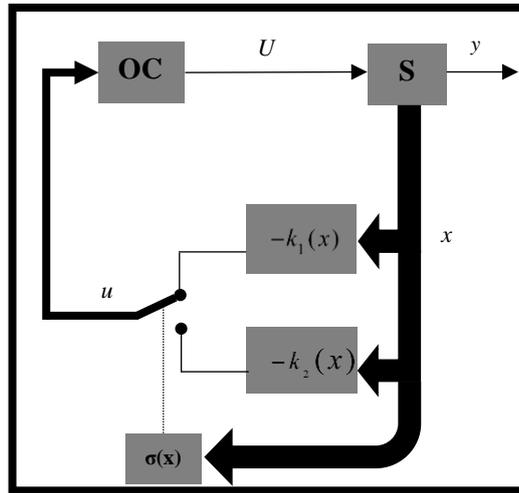


Figure III-2. Configuration par modification du retour d'état

Le système à régler **S** possède une grandeur de commande **U** et une grandeur de sortie **y**. Son comportement dynamique est décrit par le vecteur d'état **x**. Ce dernier est mis en contre réaction soit par le vecteur $-k_1(x)$ soit par $-k_2(x)$ selon la position du commutateur. En effet, suivant le signe de $\sigma(x)$, la commande **U** commutera entre deux configurations :

$$\begin{cases} u = -k_1(x) & \text{pour } \sigma(x) > 0 \\ u = -k_2(x) & \text{pour } \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

En mode glissant, le système évolue sur la surface de glissement sous la condition :

$$\sigma(x) = 0 \quad (\text{III.3})$$

- Une deuxième configuration où le changement de la structure se fait par commutation au niveau de l'organe de commande (**Figure III-3**) appelée aussi « *relay control* » en anglais.

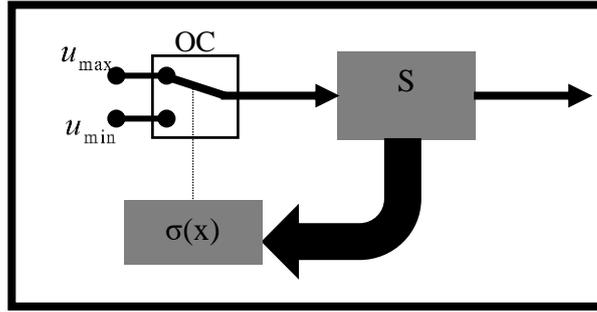


Figure III-3. Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande

Pour cette configuration, l'organe de commande (**OC**) est conçu de manière à ce que la grandeur de commande **U** ne prenne que deux valeurs distinctes U_{\max} et U_{\min} . Cette commutation est imposée par la loi suivante :

$$\begin{cases} u = u_{\max} & \text{si } \sigma(x) > 0 \\ u = u_{\min} & \text{si } \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

- Une dernière configuration (**Figure III-4**) permettant de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente U_{eq} calculée à partir du modèle à priori du système.

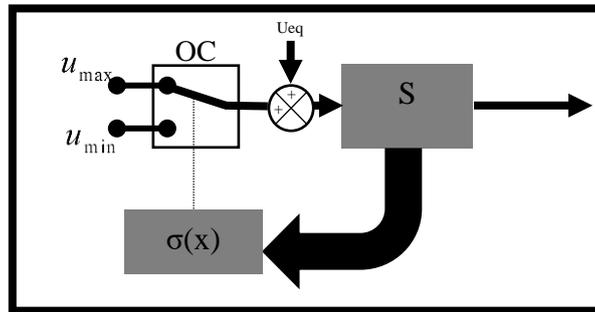


Figure III-4. Configuration par injection de la commande équivalente

Avant de rentrer plus en détail quant à ces 3 configurations de CSV, nous allons nous pencher plus attentivement sur les conditions mathématiques d'existence du phénomène de régime glissant.

III.2.2. Condition d'existence d'un régime glissant

Soit un système décrit par une équation différentielle générale suivante :

$$\dot{x}(t) = f_i(x_1, \dots, x_n, t) \quad \text{avec } i = 1, \dots, n \quad (\text{III.5})$$

Notons que $f_i(\cdot)$ sont des fonctions des états du système (x_1, \dots, x_n, t) , de telle sorte que celles-ci admettent des limites inférieures et supérieures lorsque le point représentatif s'approche de la surface de glissement $\sigma(x_1, \dots, x_n, t) = 0$. Ces limites sont définies comme suit :

$$\begin{cases} \lim_{\sigma \rightarrow 0^-} f_i(x_1, \dots, x_n, t) = f_i^-(x_1, \dots, x_n, t) \\ \lim_{\sigma \rightarrow 0^+} f_i(x_1, \dots, x_n, t) = f_i^+(x_1, \dots, x_n, t) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

La dérivée de la surface de glissement σ le long des trajectoires du système (III.5) s'exprime alors comme suit :

$$\frac{d\sigma}{dt} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial \sigma}{\partial x_i} \cdot \frac{dx_i}{dt} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial \sigma}{\partial x_i} \cdot f_i = f \cdot \text{grad } \sigma = \left[\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial \sigma}{\partial x_i} \right)^2 \right] N \cdot f_i \quad (\text{III.7})$$

Où N est le vecteur normal de la surface de glissement.

Sachant que les fonctions sont bornées (III.6), on peut alors en déduire que :

$$\begin{cases} \lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} = f^- \cdot \text{grad } \sigma \\ \lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} = f^+ \cdot \text{grad } \sigma \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Où f^- et f^+ sont des n -vecteurs avec les composants $f_i^-(x_1, \dots, x_n, t)$ et $f_i^+(x_1, \dots, x_n, t)$ $i = 1, \dots, n$ respectivement. Les limites (III.8) présenteront différents signes tout au long de la surface de glissement $\sigma=0$ que l'on peut résumer aux sept cas suivants :

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} > 0 < \lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} \quad (\text{III.9})$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} < 0 > \lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} \quad (\text{III.10})$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} > 0 > \lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} \quad (\text{III.11})$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} < 0 < \lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} \quad (\text{III.12})$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} = 0 < \lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} \quad (\text{III.13})$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow +0} \frac{d\sigma}{dt} < 0 = \lim_{\sigma \rightarrow -0} \frac{d\sigma}{dt} \quad (\text{III.14})$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow +0} \frac{d\sigma}{dt} = \lim_{\sigma \rightarrow -0} \frac{d\sigma}{dt} = 0 \quad (\text{III.15})$$

Afin de mieux appréhender ces différents comportements, les trajectoires inhérentes à ces relations sont illustrées dans le plan de phase (**Figure III-5**). Pour les deux premiers cas (III.9) et (III.10), le point de fonctionnement du système perce la surface de glissement, soit du haut vers le bas (**Figure III-5.a**) ou soit du bas vers le haut (**Figure III-5.b**). En effet, la vitesse du vecteur de phase et le vecteur normal N présente la même direction. Pour le cas (III.11), on remarque que la vitesse du vecteur de phase s'éloigne de la surface de glissement, ce qui signifie que le point de fonctionnement du système diverge rapidement ou autrement dit, s'éloigne du côté positif et négatif de la surface de glissement $\sigma=0$ (**Figure III-5.c**).

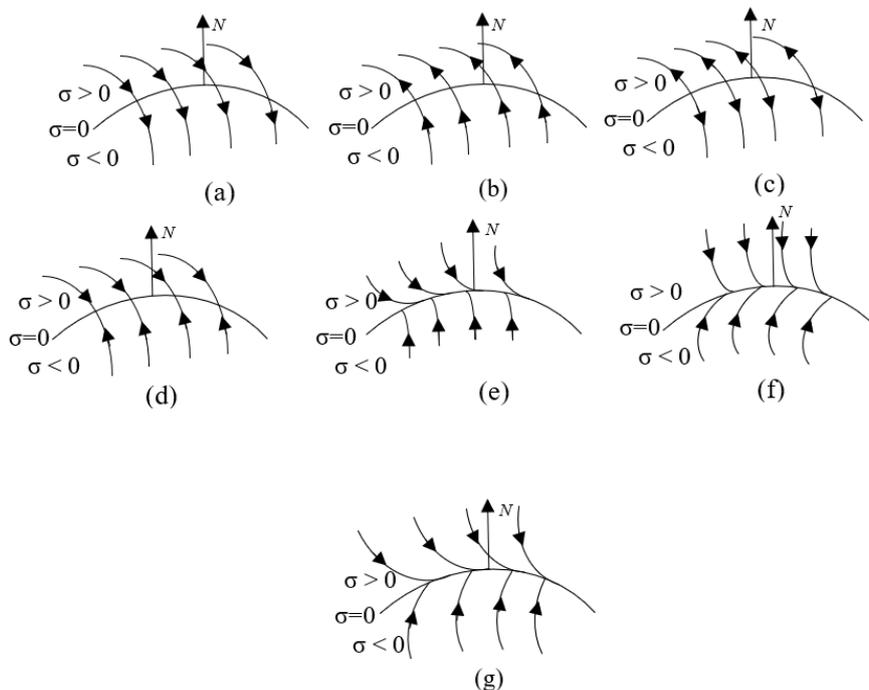


Figure III-5. Portrait de phase pour les différents cas possibles

Le cas (III.12) semble le plus intéressant au niveau de l'attractivité vers la surface de glissement, ce qui correspond à un régime de glissement idéal sur la surface de glissement $\sigma=0$ tout en provoquant une fréquence de commutation infinie (**Figure III-5.d**). Cette relation a été suggérée par *Dolgolenko* [83] en 1952 comme une condition nécessaire et suffisante pour démontrer l'existence d'un régime glissant. Les trois derniers cas (III.13)(III.14)(III.15) sont quasiment identiques au principe de (III.12) puisqu'ils permettent également de conserver le

point représentatif du système sur la surface de glissement $\sigma=0$, sachant que ces trois dernières relations peuvent être combinées en une seule condition suivante :

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \sigma \frac{d\sigma}{dt} \leq 0 \quad (\text{III.16})$$

La relation équivalente précédente peut aussi être exprimée de la manière suivante :

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{d(\sigma^2)}{dt} \leq 0 \quad (\text{III.17})$$

Cette dernière relation a été développée par *Itkis* en 1968 [84], qui est une condition nécessaire pour le système (III.5) pour présenter une fonction de Lyapunov singulière sous cette forme :

$$V(x_1, \dots, x_n) = [\sigma(x_1, \dots, x_n)]^2 \quad (\text{III.18})$$

En effet, la fonction (III.18) est semi-définie positive. De plus, sa dérivée (III.17) est semi-définie négative au voisinage de la surface de glissement. En d'autres termes, σ^2 est une fonction non croissante au voisinage de la surface $\sigma=0$. Par conséquent, si la condition (III.17) est satisfaite, la fonction (III.18) est par définition une fonction de Lyapunov conditionnelle pour le système (III.5). Ce dernier est donc conditionnellement stable ou globalement asymptotiquement stable.

On peut donc retenir que, après avoir défini une surface de glissement σ (III.3), on s'assure de l'existence du mode de glissement en faisant appel à la fonction de *Lyapunov* (III.18)[85]–[87]. La stabilité de la surface de glissement ou de commutation exige donc le choix d'une fonction scalaire généralisée de Lyapunov $V(x, t)$ qui est définie positive partout sauf sur $\sigma=0$. Cette surface de glissement $\sigma(x)$ représentera la dynamique du système étudié. Suivant l'ordre du système à piloter, *J.J Slotine* [82], [88] propose une forme d'équation générale qui nous permettra de déterminer la surface de glissement :

$$\sigma(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.19})$$

Où :

$e(x)$ est l'erreur entre la valeur d'état et la valeur désirée définie comme $e(x) = x - x_{ref}$.

λ est une constante positive qui représente la bande passante.

r est le degré relatif lié au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie du système pour faire apparaître la grandeur de commande.

D'autre part, le mode de glissement existera lorsque les commutations ont eu lieu continûment entre u_{max} et u_{min} . Ce phénomène peut être illustré selon la **Figure III-6** représentant le plan de phase avec les deux grandeurs d'état x_{s1} et x_{s2} dans le cas d'un système du deuxième ordre à réguler.

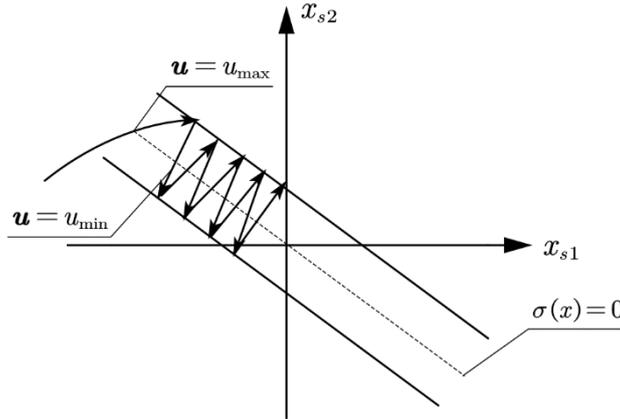


Figure III-6. Evolution du mode de glissement dans le plan de phase

Maintenant que les conditions mathématiques d'existence du phénomène de glissement ont été établies, penchons-nous plus en détail sur les trois configurations de CSV rencontrées dans la littérature inhérente à ce sujet.

III.2.3. Commande par relais (Relay control)

Dans ce type de CSV, le vecteur de commande prend la forme d'un relais appelée encore fonction signe, comme la **Figure III-7** le montre.

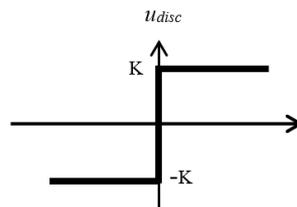


Figure III-7. Graphe de la fonction signe (relay control)

Le gain du relais peut être soit fixe, soit dépendant de l'état (x) tels que :

$$\begin{cases} u = k_i^+ & \text{si } \sigma_i(x) > 0 \\ u = k_i^- & \text{si } \sigma_i(x) < 0 \end{cases} \quad \text{avec } i = 1, \dots, m \quad (\text{III.20})$$

Les valeurs des gains k_i^+ et k_i^- sont choisies de manière à satisfaire la condition d'existence du mode glissant (III.16).

La caractéristique idéale de la fonction relais est pratiquement impossible à mettre en œuvre de par sa fréquence de commutation élevée voir infinie. Cette commande permet non seulement d'éliminer les perturbations externes, mais aussi d'assurer la robustesse face aux variations paramétriques et aux incertitudes du process. Mais par contre le gain k se devra d'être suffisamment grand pour compenser la limite supérieure des incertitudes. Cependant, cela conduit à un phénomène indésirable connu dans la littérature sous le nom de « chattering » ou « réticence » qui peut éventuellement endommager l'association du convertisseur-machine vus les fronts de tensions discontinues. D'autres fonctions alternatives ont été proposées pour réduire ce phénomène, comme des fonctions lisses telles qu'illustrées en **Figure III-8**. Mais il faut souligner que seule la fonction signe permettra d'assurer la robustesse complète du système.

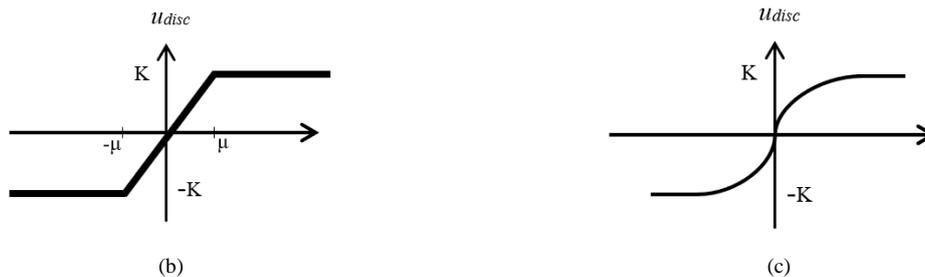


Figure III-8. Graphe des fonctions (a) Saturation (b) Tangente hyperbolique

III.2.4. Commande par mode glissant avec injection de la commande équivalente :

En régime glissant, la condition (III.3) doit toujours être respectée. Par conséquent, la variation de cette surface doit également être nulle, c'est-à-dire :

$$\dot{\sigma}(x) = 0 \quad (III.21)$$

Afin que cette condition soit respectée durant le régime glissant, la valeur de la grandeur de commande doit prendre une valeur finie, désignée par la grandeur de commande équivalente u_{eq} [89]–[91]. On peut donc interpréter la commande équivalente comme la valeur moyenne que prend celle-ci lors de ses commutations entre u_{max} et u_{min} comme on peut le représenter en **Figure III-9**.

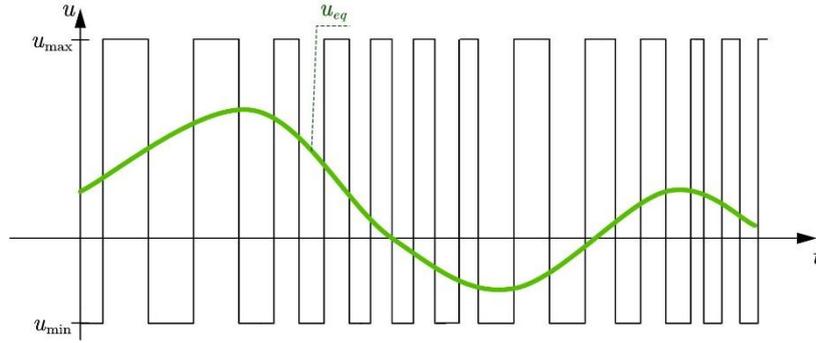


Figure III-9. Grandeur de commande u_{eq} comme valeur moyenne lors de la commutation entre u_{min} et u_{max}

D'après ci-dessus, on peut déduire la condition d'existence du mode de glissement exprimée telle que :

$$u_{min} \leq u_{eq} \leq u_{max} \quad (III.22)$$

A. Structure de la commande équivalente par mode glissant

Par conséquent, cette commande est composée de deux parties, une première appelée commande équivalente u_{eq} qui permet l'existence du régime glissant sur la surface choisie et une deuxième dite commande discontinue notée u_{disc} . Cette dernière, garantissant l'attractivité de la variable d'état à contrôler vers la surface de glissement, représente le terme robuste qui permet de rejeter les variations paramétriques ou les perturbations extérieurs.

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{disc} \quad (III.23)$$

- $u_{eq}(t)$ est calculée à partir de la dérivée de la surface par rapport au temps qui doit toujours être invariante $\dot{\sigma}(x) = 0$.
- Le terme discontinu u_{disc} est donné par :

$$u_{disc} = -k \cdot \text{sign}(\sigma(x)) \quad \text{avec } k > 0 \quad (III.24)$$

$$\text{sign}(\sigma(x)) = \begin{cases} +1 & \text{si } \sigma > 0 \\ -1 & \text{si } \sigma < 0 \end{cases}$$

B. Preuve de la stabilité de la commande équivalente par mode glissant

En premier lieu, nous nous intéressons à la commande équivalente et ensuite à la commande discontinue qui représente l'élément robuste de cette loi de commande par mode glissant.

Comme expliqué précédemment, le comportement d'un système dans l'espace d'état est régi par une équation différentielle telle que :

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) + p(t) \quad (\text{III.25})$$

Où $f(x,t)$ et $g(x,t)$ sont des fonctions de l'état, $u(t)$ est le vecteur de commande et $p(t)$ représente les perturbations ou les incertitudes du système.

En remplaçant $u(t)$ par son expression (III.23) composée des deux grandeurs, l'équation devient :

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)(u_{eq}(t) + u_{disc}) + p(t) \quad (\text{III.26})$$

La dérivée de la surface en fonction de la variable d'état est alors la suivante :

$$\dot{\sigma}(x) = \frac{d\sigma}{dt} = \frac{\partial\sigma}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{III.27})$$

Ensuite, en remplaçant $\frac{\partial x}{\partial t}$ par son expression (III.25), on obtient :

$$\frac{d\sigma}{dt} = \frac{\partial\sigma}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial\sigma}{\partial x} \{f(x,t) + g(x,t)(u_{eq}(t) + u_{disc}) + p(t)\} \quad (\text{III.28})$$

En régime glissant $\sigma(x) = 0$ donc $\frac{d\sigma}{dt} = 0$, d'où :

$$\frac{\partial\sigma}{\partial x} \{f(x,t) + g(x,t)(u_{eq}(t) + u_{disc}) + p(t)\} = 0 \quad (\text{III.29})$$

Donc, d'après l'équation (III.29), on obtient la formule de la commande équivalente telle que :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial\sigma}{\partial x} g(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial\sigma}{\partial x} f(x,t) \right\} \quad (\text{III.30})$$

Durant le mode de convergence et en remplaçant le terme de la commande équivalente (III.30) dans (III.29), une nouvelle expression de la dérivée de la surface peut être obtenue :

$$\dot{\sigma}(x) = \frac{\partial\sigma}{\partial x} (g(x,t)u_{disc} + p(t)) \quad (\text{III.31})$$

Donc, pour assurer la stabilité de la commande, la dérivée de la surface se doit d'être strictement négative.

$$\sigma(x)\dot{\sigma}(x) = \sigma(x) \frac{\partial\sigma}{\partial x} (g(x,t)u_{disc} + p(t)) < 0 \quad (\text{III.32})$$

Pour assurer cette condition, remplaçons la commande discontinue par la formule suivante :

$$u_{disc} = \left\{ \frac{\partial \sigma}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ -k \operatorname{sign}(\sigma(x)) \right\} \quad (\text{III.33})$$

Ainsi, en introduisant (III.33) dans (III.32), on obtient :

$$\sigma(x) \dot{\sigma}(x) = \left(-k |\sigma(x)| + \sigma(x) p(t) \right) < 0 \quad (\text{III.34})$$

Avec

$$k > \sup |p(t)| \quad (\text{III.35})$$

III.2.5. Commande par mode glissant par modification du retour d'état.

La commande à structure variable par modification du retour d'état vient pallier le phénomène de réticence inhérent aux commandes classiques par mode glissant, mais permet également de résoudre de nombreux dilemmes d'un système automatique tels que la stabilité, la précision et le temps de réponse. En effet, la commande par mode glissant par modification du retour d'état permet une augmentation des performances du contrôle en raison de sa structure variable. Deux types de structures peuvent être imposés selon la loi de commande (réaction positive ou négative) fonction de la position du point de fonctionnement du système dans le plan de phase. Nous allons, dans la suite de ce mémoire, illustrer ce principe sur un système de deuxième ordre.

A. Contrôle d'un système de deuxième ordre réduit

Prenons l'exemple d'un système de deuxième ordre qui est décrit par une équation différentielle à laquelle on applique un changement de structure en retour d'état :

$$\ddot{x} + c\dot{x} + \Psi x = 0 \quad \text{avec} \quad c > 0 \quad (\text{III.36})$$

Où Ψ est le gain de l'erreur du signal ($x=e_I$) défini suite à une logique de commutation (positive ou négative) et c est un paramètre constant.

Dans un premier temps, on considère une forme simplifiée d'un système de deuxième ordre avec ($c=0$). Le système est par défaut en réaction négative ($\Psi = -a$) avec $a > 0$ et la dynamique du système sera décrite par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = -a e_1 \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

La réponse libre du système dans le plan de phase sera sous forme d'une structure elliptique **Figure III-10 (a)**, puisque les racines de cette structure sont purement imaginaires.

Cependant, si on impose au système une réaction positive ($\Psi = +a$) toujours avec $a > 0$ et $c = 0$, les dynamiques du système seront décrites de cette manière :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = +a e_1 \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

Dans ce cas, la réponse du système consiste en une structure hyperbolique comme l'illustre la **Figure III-10 (b)** appelée « selle ».

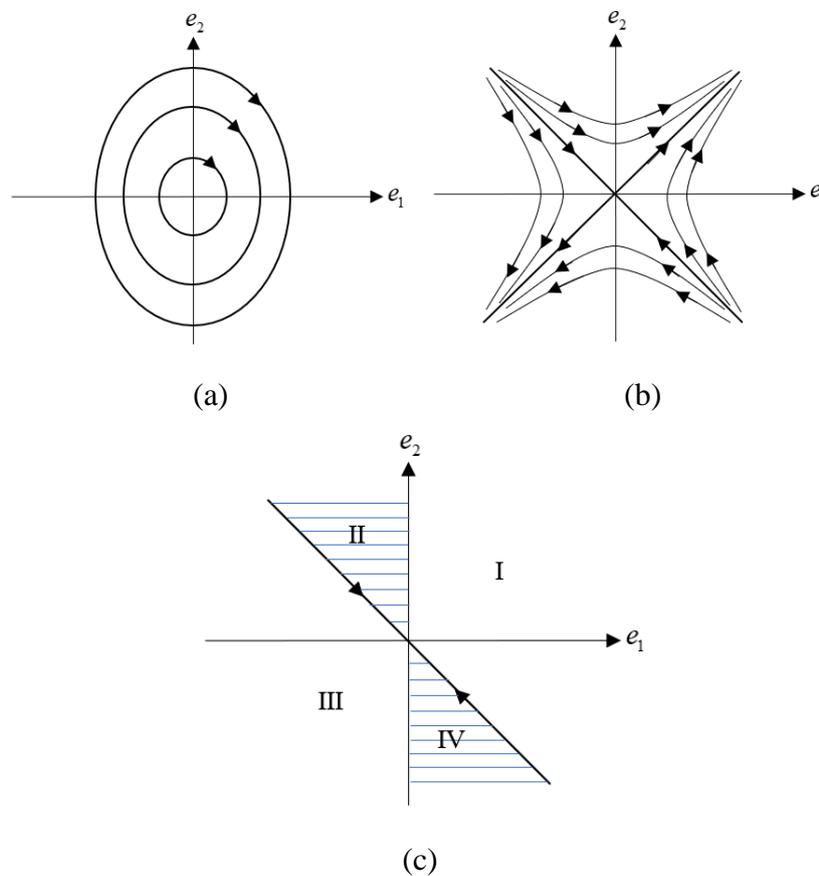


Figure III-10. Réponses libres dans le plan de phase (a) réaction négative (b) réaction positive (c) combinaison des deux structures.

L'idée maintenant est de combiner les avantages de chaque structure dans le plan de phase selon le quadrant adéquat (voir **Figure III-10 (c)**) afin que les dynamiques soient rapides et robustes et que le système soit globalement asymptotiquement stable.

Comme on peut voir sur la **Figure III-10 (c)**, le plan de phase peut se diviser en quatre quadrants constitués de sous régions séparées les unes des autres par la droite $e_1=0$ et l'asymptote $e_2 + \sqrt{a_1}e_1=0$. Ces régions sont définies comme suit :

$$\text{Région I : } e_1 \geq 0, \quad e_2 + \sqrt{a_1} e_1 \geq 0.$$

$$\text{Région II : } e_1 < 0, \quad e_2 + \sqrt{a_1} e_1 \geq 0.$$

$$\text{Région III : } e_1 \leq 0, \quad e_2 + \sqrt{a_1} e_1 < 0.$$

$$\text{Région IV : } e_1 > 0, \quad e_2 + \sqrt{a_1} e_1 \leq 0.$$

A titre d'exemple, si le point représentatif se situe dans la région I, on impose une réaction négative. Au moment où le point représentatif traverse l'asymptote $e_2 + \sqrt{a_1} e_1 = 0$ (entrée dans la région IV), on introduit la réaction positive. Pareillement et par symétrie, on choisit la structure hyperbolique dans la région II et la structure elliptique dans la région III. En assurant cette logique de commutation, le point représentatif dans le plan de phase continuera de suivre l'asymptote $e_2 + \sqrt{a_1} e_1 = 0$, en se rapprochant du point d'équilibre (0,0) ce qui signifie que :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_1(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} e_2(t) = 0 \quad (\text{III.39})$$

Pour ce premier cas où $c=0$ et ce malgré que les deux structures soient intrinsèquement instables, la structure variable du système permet d'obtenir des dynamiques globalement asymptotiquement stables.

B. Contrôle d'un système de deuxième ordre général

Prenons maintenant l'exemple d'un système du deuxième ordre général avec cette fois-ci ($c \neq 0$). Ses dynamiques sont régies par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = -c e_2 - a e_1 \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

Où $c, a = \text{const}$ représentent les paramètres du modèle avec des signes arbitraires.

On définit maintenant une commande permettant de réguler les dynamiques du système suivant une logique de commutation dans le plan de phase (Figure III-11):

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = -c e_2 - a e_1 - b u \end{cases}, \quad b = \text{const} > 0 \quad (\text{III.41})$$

Avec la loi commande décrite en (III.42), deux réactions différentes (négative ou positive) peuvent être imposées selon l'évolution du point représentatif dans le plan de phase.

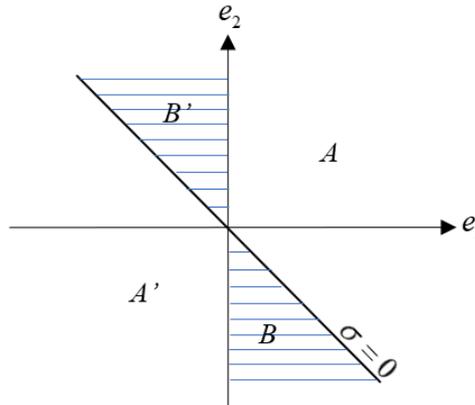


Figure III-11. Structure variable d'un système de 2ème ordre.

$$u(t) = \begin{cases} k_{p1}e_1(t) & \text{si } x(t) \in A \cup A' \\ k_{p2}e_1(t) & \text{si } x(t) \in B \cup B' \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

Où $k_{p1} = \text{const} > 0$ et $k_{p2} = \text{const} < 0$ (action proportionnelle). Les régions A, B, A', B' dans le plan de phase sont délimitées par la droite $e_2=0$ et la droite de commutation σ qui est définie par :

$$\sigma \triangleq e_2 + \lambda e_1 = 0 \quad (\text{III.43})$$

Où $\lambda = \text{const} > 0$ est la pente de la droite de commutation.

La loi de commande u (III.42) s'écrit alors de la manière suivante :

$$u = \psi e_1 \quad (\text{III.44})$$

Avec

$$\psi = \begin{cases} k_{p1} & \text{si } e_1\sigma > 0 \\ k_{p2} & \text{si } e_1\sigma < 0 \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

Vérifions dans un premier temps, l'existence du régime glissant du système décrit dans (III.41) à l'aide de la fonction de Lyapunov (III.18).

La dérivée de la droite de commutation (III.43) tout au long de la trajectoire du système (III.41) (III.44), est telle que:

$$\begin{aligned}\frac{d\sigma}{dt} &= \dot{e}_2 + \lambda \dot{e}_1 = -ce_2 - ae_1 - b\psi e_1 + \lambda e_2 \\ &= -(c - \lambda)e_2 - (a + b\psi)e_1\end{aligned}\quad (\text{III.46})$$

Supposons maintenant que le système atteigne un point de la surface σ , impliquant que $\sigma=0$ et donc que :

$$e_2 = -\lambda e_1 \quad (\text{III.47})$$

En remplaçant le terme (III.47) dans (III.46), on obtient alors :

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{d\sigma}{dt} = (c\lambda - \lambda^2 - a - b\psi)e_1 \quad (\text{III.48})$$

Par conséquent, si la fonction σ est positive :

$$\lim_{\sigma \rightarrow +0} \frac{d\sigma}{dt} = \begin{cases} (c\lambda - \lambda^2 - a - bk_{p1})e_1 & \text{si } e_1 > 0 \\ (c\lambda - \lambda^2 - a - bk_{p2})e_1 & \text{si } e_1 < 0 \end{cases} \quad (\text{III.49})$$

Et si la fonction σ est négative :

$$\lim_{\sigma \rightarrow -0} \frac{d\sigma}{dt} = \begin{cases} (c\lambda - \lambda^2 - a - bk_{p2})e_1 & \text{si } e_1 > 0 \\ (c\lambda - \lambda^2 - a - bk_{p1})e_1 & \text{si } e_1 < 0 \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

Donc pour satisfaire la condition d'existence du mode glissant, la condition (III.51) est nécessaire et suffisante [92].

$$\begin{cases} k_{p1} \geq \frac{1}{b}(c\lambda - \lambda^2 - a) \\ k_{p2} \leq \frac{1}{b}(c\lambda - \lambda^2 - a) \end{cases} \quad (\text{III.51})$$

Maintenant, l'existence du mode glissant du système (III.41) est prouvée, mais par contre il faudrait aussi garantir que le système au démarrage (en réaction négative) permette de ramener le point représentatif de l'état noté $e(t)$ de n'importe quelle position initiale dans le plan de phase vers la droite de commutation ou encore dite la surface de glissement $\sigma=0$.

Cette condition est établie par le théorème de *Emelyanov* [79]. En effet, le point représentatif $e(t)$ du système (III.41) atteindra la droite de commutation si et seulement si l'équation caractéristique du système en réaction négative n'a pas de racine réelle non négative. Cela veut

dire aussi qu'il n'est pas obligatoire que le système étudié soit stable en réactive négative, sachant que les racines complexes avec des parties réelles négatives peuvent également être considérées.

La condition d'existence du régime glissant (III.51) exige que le gain b soit suffisamment large. Par conséquent, le fait d'augmenter le gain du contrôleur en réaction négative k_{pl} permettra de réduire le temps nécessaire pour que le point représentatif $e(t)$ atteigne et glisse sur la droite de commutation, et puisque le mouvement en régime glissant est asymptotiquement stable, la structure variable du système (III.41),(III.44) est donc globalement asymptotiquement stable.

Maintenant que les différents types de CSV ont été exposés de long en large, nous allons consacrer la partie suivante à la commande par la logique floue.

III.3. Commande par logique floue

La logique floue peut se caractériser par une extension de la logique booléenne, puisqu'au lieu de prendre juste les deux valeurs discrètes 0 ou 1 (Vrai ou faux), on prend toutes les valeurs possibles continues de l'intervalle 0 à 1. Parmi les avantages de cette commande, on peut noter sa simplicité d'implémentation, son adaptation du contrôleur aux différentes variations paramétriques du système ainsi sa robustesse vis-à-vis des incertitudes du modèle et des perturbations extérieures.

La commande floue est un algorithme consistant à traiter des données numériques par des connaissances linguistiques similaires à la pensée humaine. Ces dernières, bien entendu basées sur l'expertise d'un opérateur, sont ensuite représentées sous forme d'un nombre de règles bien définies, pour au final convertir ses connaissances linguistiques en commande numérique. Ce type d'algorithme, très en vogue et notamment apprécié par de nombreux chercheurs scientifiques, est employé pour piloter de nombreux procédés et notamment les actionneurs électriques tels que la machine asynchrone [64], [93], [94], le moteur pas-à-pas [49], [95] ou encore la machine synchrone [96], [97].

Nous allons présenter dans cette partie la synthèse d'un contrôleur flou et les différentes étapes essentielles pour déterminer la topologie optimale de ce régulateur. Cet algorithme sera ensuite appliqué aux deux technologies de machines pour évaluer ses performances en modes sain et dégradé.

III.3.1. Opérateurs utilisés dans la commande par logique floue

Dans la théorie des ensembles classiques, sont réalisées par exemple des opérations telles que l'union, l'intersection, le complément qui sont respectivement traduites par les opérateurs « ou », « et » et « non ». Dans le cas de la théorie des ensembles flous, il existe plusieurs façons de définir ces opérateurs d'ensemble. Néanmoins, dans la majorité des cas, plus de 90% des applications pratiques utilisent la fonction minimum pour l'intersection des fonctions d'appartenances et la fonction maximum pour exprimer l'union entre les fonctions d'appartenances.

Ainsi, pour deux ensembles flous A et B correspondant à des fonctions d'appartenances μ_A et μ_B respectivement, leurs opérations sont définies comme suit :

- Union ou somme des ensembles flous A et B :

$$\mu_{A \cup B} = \max(\mu_A, \mu_B) \quad (\text{III.52})$$

- Intersection des ensembles flous A et B :

$$\mu_{A \cap B} = \min(\mu_A, \mu_B) \quad (\text{III.53})$$

- Complément d'un ensemble flou A :

$$\mu_{\bar{A}} = 1 - \mu_A \quad (\text{III.54})$$

III.3.2. Principe et définition de la commande par logique floue

La commande par logique floue est basée sur la théorie des ensembles flous, ces derniers étant définis par une fonction d'appartenance [81], [98]. Ainsi, une valeur x appartient à un ensemble Z avec un degré d'appartenance bien précis entre 0 ou 1, alors qu'avec la logique classique « booléenne », le degré d'appartenance ne peut contenir que deux valeurs possibles 0 ou 1.

La **Figure III-12** représente la structure générale d'une commande floue, incluant quatre étapes essentielles de calcul, à savoir :

- La fuzzification.
- La base de connaissance des règles définies.
- L'inférence à l'aide de la base de connaissance.
- La défuzzification.

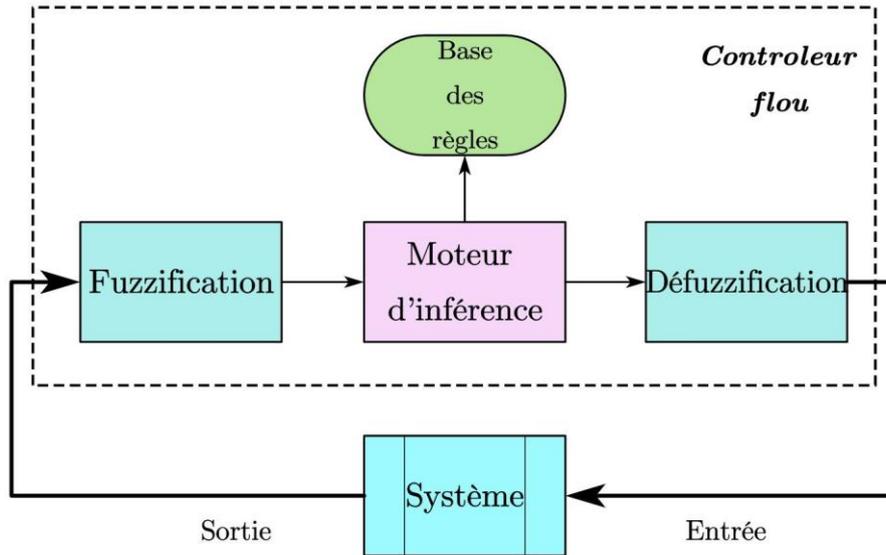


Figure III-12. Schéma d'un contrôleur flou

Nous allons dans la suite de cette partie définir ces quatre étapes.

a. Fuzzification

Cette première étape consiste à convertir les variables physiques en des variables linguistiques. En premier lieu, la variable d'entrée est mesurée, puis normalisée et traitée de manière à définir sa fonction d'appartenance à un ensemble de variables floues bien définies. Cette étape permet donc d'extraire le degré d'appartenance de la variable d'entrée à l'aide des fonctions d'appartenance qui possèdent des valeurs comprises entre 0 et 1. Comme on peut voir en **Figure III-13**, pour la variable floue x , son degré d'appartenance sur un ensemble flou A dans un univers de discours X est définie par :

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned} \tag{III.55}$$

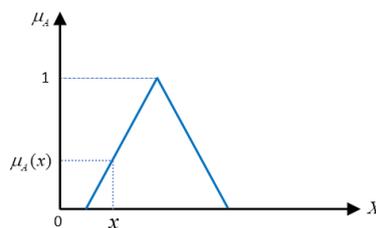


Figure III-13. Exemple d'un ensemble flou A

Généralement, dans un contrôleur flou, les entrées consistent en l'erreur du signal (la différence entre la consigne et la variable d'état dans le système) et sa dérivée qui reflète la variation de l'erreur. Ces deux grandeurs sont normalisées sur un univers de discours X en utilisant des facteurs d'échelle de manière à ce que les grandeurs d'entrée appartiennent à cet intervalle dans

lequel les fonctions d'appartenances sont définies. Comme on peut voir en **Figure III-14**, les fonctions d'appartenance peuvent prendre différentes formes (triangulaire, gaussien, trapézoïdale) délimitant les ensembles flous.

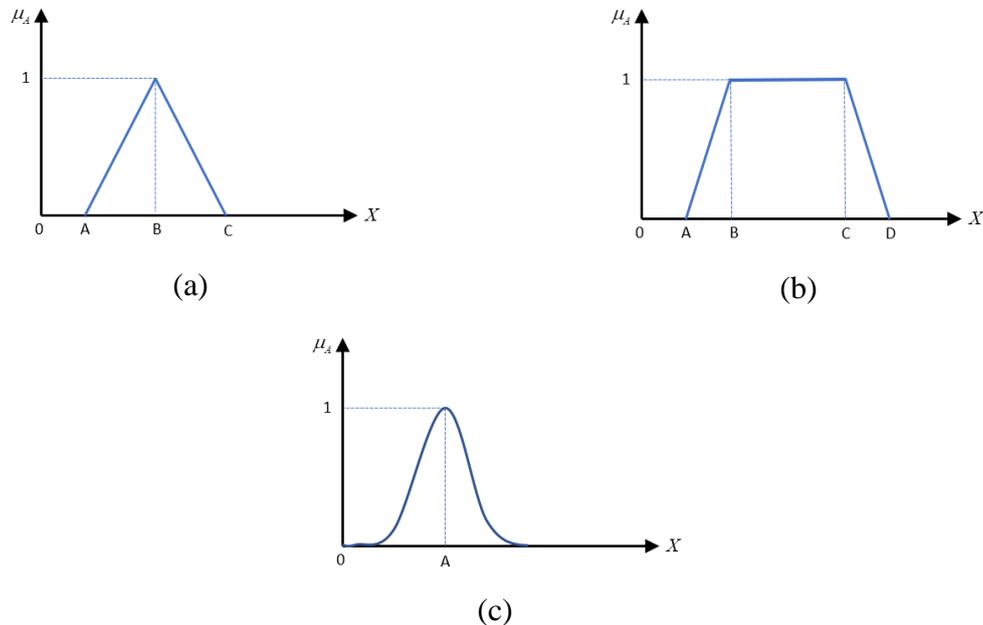


Figure III-14. Fonctions d'appartenance. (a) forme triangulaire (b) forme trapézoïdale (c) forme gaussienne

b. Base de connaissance

La base de connaissance d'un contrôleur flou est un bloc composé d'un ensemble de règles linguistiques entre les variables d'entrée et les variables de sortie, pouvant également être représenté sous forme d'une matrice [49], [99], [100] tel que :

« Si (condition 1 ET condition 2) Alors (conséquence1) » OU « Si (condition 3 ET condition 4) Alors (conséquence2) ».....

Ces règles sont définies par le concepteur du contrôleur à partir d'une base de connaissance issue de l'expertise humaine sur le procédé.

c. Bloc d'inférence

Le système d'inférence est la partie principale d'une commande par la logique floue ayant pour fonction la prise de décision. Pour cela, il utilise des règles du type 'SI ALORS' ainsi que des connecteurs « OU » ou « ET » pour établir les règles de décision essentielles. Ces règles d'inférences floues peuvent prendre plusieurs expressions pour les décrire telles que :

- Une description linguistique, plus explicite :

Exemple : SI (l'erreur (e) est négative grande ET sa dérivée (Δe) est positive grande) ALORS (la commande (U) est zéro).

- Soit une description symbolique basée sur des abréviations comme :

Exemple : SI (l'erreur (e) est NG ET sa dérivée (Δe) est PG) ALORS (la commande (U) est Z).

Maintenant pour connaître les degrés d'appartenance de la variable de sortie à un ou plusieurs sous-ensembles flous, il existe plusieurs méthodes d'inférence permettant de les déterminer. Ces dernières se différencient particulièrement dans la manière du calcul adopté en utilisant les opérateurs logiques (« ET » et « OU »), puisqu'en effet leurs définitions deviennent floues aussi [99]. Parmi les méthodes les plus utilisées, on trouve :

- **La méthode Mamdani**

Cette méthode est la plus utilisée pour le système d'inférence floue pour sa simplicité, elle est d'ailleurs connue sous le nom (Max-Min ou *Mamdani*). Celle-ci a pour but de réaliser les fonctions « ET » et « ALORS » par la fonction « Min » entre les degrés d'appartenance des variables d'entrées et l'agrégation entre toutes les fonctions d'appartenance par la fonction « Max » qui représente l'opérateur « OU » [101].

- **La méthode Larsen**

Pour cette méthode, l'implication (ALORS) est réalisée par l'opérateur de *Larsen* noté « . » qui est un simple produit entre les fonctions d'appartenance. En ce qui concerne l'agrégation, elle reste définie de la même manière que la méthode *Mamdani*. Ce type de méthode est souvent connu sous le nom de Max-Produit [99].

- **La méthode Somme-Produit**

Comme son nom l'indique, la réalisation de l'agrégation (OU) pour cette méthode est réalisée à partir de l'opérateur Somme \sum représentant la valeur moyenne des degrés d'appartenance concernés. Ce type de méthode est souvent adapté pour des études analytiques.

d. Défuzzification

Cette dernière étape d'un contrôleur flou permet le passage des grandeurs linguistiques vers des grandeurs numériques, représentant ainsi la conversion inverse de la première étape (fuzzification). En effet, après avoir déterminé les degrés d'appartenance pour toutes les fonctions d'appartenance de la variable de sortie, il faut au final déduire la valeur numérique correspondante à cette sortie. Il existe également plusieurs méthodes dans la littérature et parmi ces méthodes, on distingue les méthodes les plus fréquemment employées telles que :

- **La méthode du centre de gravité**

Il s'agit de la méthode la plus efficace et la plus courante pour la défuzzification d'une variable de sortie consistant à déterminer la valeur du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante. Son calcul est défini comme suit :

$$\Delta u = \frac{\int x \mu_r(x) dx}{\int \mu_r(x) dx} \quad (\text{III.56})$$

- **La méthode des hauteurs / moyennes pondérées**

Cette méthode consiste tout simplement à calculer individuellement les sorties relatives de chaque règle ainsi que la moyenne de ces valeurs qui sera ensuite le résultat adopté pour la sortie.

$$\Delta u = \frac{\sum x \cdot \mu_r(x)}{\sum \mu_r(x)} \quad (\text{III.57})$$

- **La méthode de la moyenne des maximas**

Cette dernière méthode consiste à calculer la moyenne des sorties floues possédant les degrés d'appartenance les plus élevés. Cette méthode de défuzzification est définie par :

$$\Delta u = \frac{\int_A x \cdot dx}{\int_A dx} \quad (\text{III.58})$$

Avec $A = \{x, \mu(x) = \sup(\mu(x))\}$

III.3.3. Structure d'un régulateur flou pour des systèmes du 1^{er} et du 2^{ème} ordre

La structure du régulateur flou dépend de l'ordre du système à piloter qu'il faut connaître avant de procéder à sa régulation.

Pour les systèmes du premier ordre, on construira le contrôleur flou autour d'une sortie de somme récursive permettant d'éliminer l'erreur statique de ces procédés de par l'action intégrale comme l'illustre la figure III.15.

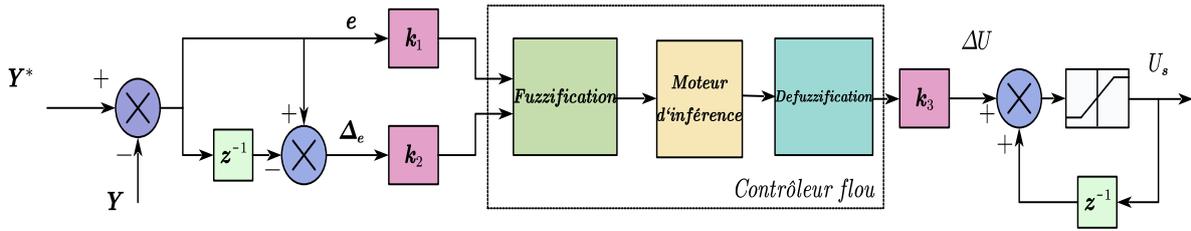


Figure III-15. Contrôleur flou d'un système du 1er ordre

Pour un système du second ordre, nul besoin d'introduire une action intégrale et dans ce cas la structure du contrôleur flou est la suivante :

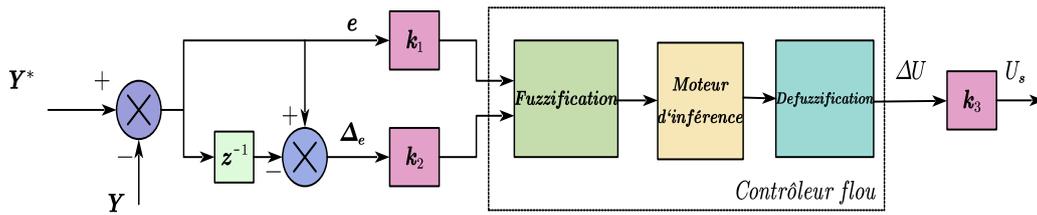


Figure III-16. Contrôleur flou d'un système du 2ème ordre

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, la théorie de la commande à structure variable a été présentée ainsi que les différentes topologies répertoriées dans la littérature (relay control, injection de la commande équivalente et modification du retour d'état). Dans ce mémoire, nous avons choisi d'adopter l'algorithme de CSV avec modification du retour d'état pour piloter les deux prototypes de génératrice (synchrone et asynchrone). Celui-ci a été choisi pour sa stabilité, discutée et prouvée à l'aide de la synthèse de Lyapunov, pour sa grande robustesse et le fait que le phénomène de réticence soit minimisé.

La théorie de la commande floue, méthode également reconnue pour ses grandes qualités de robustesse, a également été exposée en détaillant les différentes phases de traitements essentiels du calcul d'un contrôleur par logique floue.

Dans la suite de ce mémoire, nous allons appliquer en simulation et expérimentalement ces deux types de commandes non-linéaires aux boucles internes des courants statoriques pour les deux technologies de machine (MAS6 et MSAF6). L'objectif principal consistera à tester leurs performances en termes de robustesse et de précision en mode sain et en mode dégradé avec perte d'une à deux pertes de phases statoriques.

Chapitre IV : Application de la commande à structure variable et la logique floue aux machines multiphasées

IV.1. Introduction

Les modèles mathématiques des deux technologies de machines hexaphasées asynchrone et synchrone ayant été développés dans les chapitres précédents, ceux-ci vont nous permettre l'application des commandes floues et à structure variable (CSV) adoptées dans ce mémoire. La première partie de ce chapitre sera consacrée à l'application de la CSV à la MAS6 en mode sain d'une part tandis que la seconde partie sera dédiée à l'application de cette même commande sur la MSFA6. Les modèles d'états des deux technologies sous forme matricielle seront introduits afin de déterminer les paramètres des régulateurs à structure variable par modification du retour d'état et également afin de prouver la stabilité de chaque modèle en boucle fermée en se basant sur le principe de Lyapunov.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous allons comparer les deux types commandes (CSV et LF) pour chaque type de machine pour définir laquelle est la plus performante en terme de robustesse. Pour cela, nous étudierons les ondulations du couple électromagnétique générées en mode sain et surtout en mode dégradé avec perte d'une phase.

Enfin, dans la troisième et dernière partie, nous allons comparer les deux machines en termes de tolérance aux défauts et également d'ondulation du couple et de la puissance électromagnétique lors de la perte de deux phases consécutives ou sur la même étoile.

IV.2. Application de la commande à structure variable à la MAS6 en mode sain

IV.2.1. Modèle d'état de la machine asynchrone

Dans cette partie, nous allons appliquer la commande à structure variable par modification du retour d'état dans le but de contrôler les boucles internes de la machine pilotant respectivement le courant direct (suivant l'axe-d) noté i_{sd} et le courant quadratique (suivant l'axe-q) noté i_{sq} . Ces deux derniers sont découplés à l'aide de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique comme présentée dans le deuxième chapitre. Cette dernière technique nous permettra de contrôler séparément le couple avec la grandeur i_{sq} et le flux avec i_{sd} .

Le modèle d'état des boucles internes de la MAS6 est exprimé dans le repère (dq), les équations d'état sont données selon :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t) \cdot u(t) \\ y = C^T x(t) \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} u = [V_{sd} \ V_{sq}]^T \\ x = [i_{sd} \ i_{sq}] \end{cases}$$

f et g représentent les fonctions des courants statoriques. Après le découplage des perturbations et l'orientation du flux rotorique vu dans le deuxième chapitre, le modèle d'état simplifié adopté pour le contrôle des boucles internes de la MAS6 est le suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma_1 L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma_1 L_s L_r^2}\right) & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{\sigma_1 L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma_1 L_s L_r^2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma_1 L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma_1 L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}$$

La loi de commande de la CSV est basée sur la modification du retour d'état qui peut être soit positive soit négative en fonction de la position du point représentatif de l'état du système. Les deux états i_{sd} et i_{sq} étant régis par des systèmes du premiers ordre, il faut donc impérativement introduire un intégrateur afin d'augmenter l'ordre des boucles internes.

Pour cela, nous dérivons les deux commandes V_{sd} et V_{sq} des boucles des courants :

$$\begin{cases} \dot{V}_{sd} = \left(-(\psi_d e_{sd}) - u_{disc_d} \right) \\ \dot{V}_{sq} = \left(-(\psi_q e_{sq}) - u_{disc_q} \right) \end{cases} \quad (IV.1)$$

$$\text{Avec} \quad \psi_d = \begin{cases} \alpha_1 & \text{if } e_{sd} \sigma_d > 0 \\ \beta_1 & \text{if } e_{sd} \sigma_d < 0 \end{cases}; \quad \psi_q = \begin{cases} \alpha_2 & \text{if } e_{sq} \sigma_q > 0 \\ \beta_2 & \text{if } e_{sq} \sigma_q < 0 \end{cases} \quad (IV.2)$$

Notons que $\alpha_1, \alpha_2 = const > 0$ et $\beta_1, \beta_2 = const < 0$ sont les paramètres du contrôleur qui seront déterminés de manière à satisfaire la condition d'existence d'un régime glissant. u_{disc-d} et u_{disc-q} sont les termes discontinus de la commande. σ_d et σ_q sont respectivement les surfaces de glissement ou les droites de commutations des courants i_{sd} et i_{sq} . e_{sd} et e_{sq} représentent respectivement les erreurs des signaux de courants i_{sd} et i_{sq} , définis comme suit :

$$\begin{cases} e_{sd} = i_{sd} - i_{sdref} \\ e_{sq} = i_{sq} - i_{sqref} \end{cases} \quad (IV.3)$$

Nous posons maintenant les nouvelles tensions de commande U_{sd} et U_{sq} telles que :

$$\begin{cases} U_{sd} = \dot{V}_{sd} \\ U_{sq} = \dot{V}_{sq} \end{cases} \quad (IV.4)$$

Le schéma global de la CSV est présenté ci-dessous :

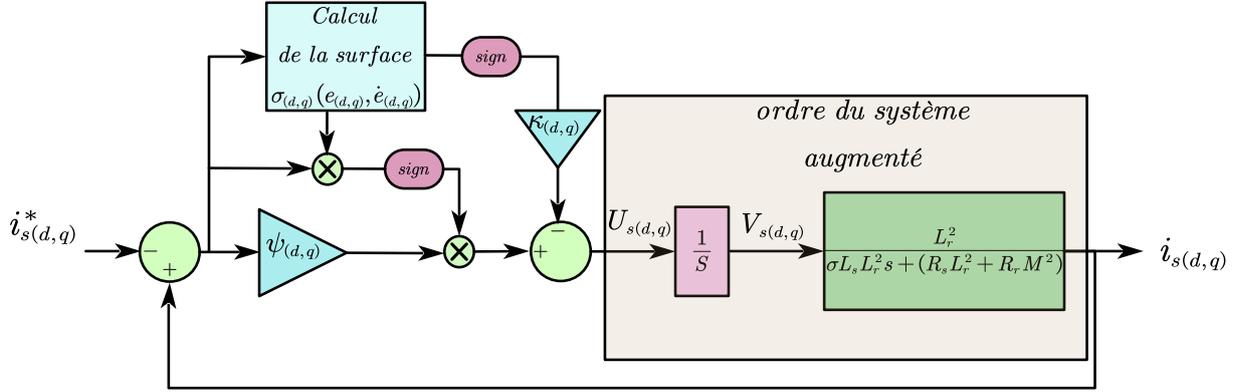


Figure IV-1. Commande à structure variable appliquée aux boucles internes de la MAS6

Après avoir augmenté l'ordre du système en boucle ouverte de telle sorte à obtenir un système du deuxième ordre, les fonctions de commutations σ_d et σ_q entre les deux réactions (positive ou négative) sont définies telles que.

$$\begin{cases} \sigma_d \triangleq \dot{e}_{sd} + \lambda_d e_{sd} \\ \sigma_q \triangleq \dot{e}_{sq} + \lambda_q e_{sq} \end{cases} \quad (IV.5)$$

Où $\lambda_1, \lambda_2 = const > 0$ représentent les pentes des deux droites de commutation σ_d et σ_q respectivement.

Par conséquent, les dynamiques libres des deux systèmes de courants i_{sd} et i_{sq} sont décrites par les droites de commutations (IV.5), développées sous forme d'équations différentielles suivantes :

- Pour l'axe direct :

$$\begin{cases} \dot{e}_{sd} = x_1 \\ \dot{x}_1 = -f_{sd}x_1 + bU_{sd} + p_1(t) \end{cases} \quad (IV.6)$$

- Pour l'axe en quadrature :

$$\begin{cases} \dot{e}_{sq} = x_2 \\ \dot{x}_2 = -f_{sq}x_2 + bU_{sq} + p_2(t) \end{cases} \quad (IV.7)$$

En mode sain $f_{sd} = f_{sq} = \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right)$ et $b = \frac{1}{\sigma L_s}$.

$p_1(t)$ et $p_2(t)$ sont introduits pour modéliser les perturbations et les incertitudes de la MAS6.

IV.2.2. Preuve de la stabilité de la CSV associée à la MAS6.

Nous avons vu dans le chapitre précédent que pour prouver l'existence d'un régime glissant sur les deux surfaces choisies $\sigma_d = \sigma_q = 0$, nous devons démontrer les inégalités suivantes :

$$\begin{cases} \lim_{\sigma_d \rightarrow 0} \dot{\sigma}_d > 0 & \text{and} & \lim_{\sigma_d \rightarrow +0} \dot{\sigma}_d < 0 \\ \lim_{\sigma_q \rightarrow 0} \dot{\sigma}_q > 0 & \text{and} & \lim_{\sigma_q \rightarrow +0} \dot{\sigma}_q < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Ces inégalités peuvent également s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} \lim_{\sigma_d \rightarrow 0} \sigma_d \frac{d\sigma_d}{dt} \leq 0 \\ \lim_{\sigma_q \rightarrow 0} \sigma_q \frac{d\sigma_q}{dt} \leq 0 \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

Les dérivées des deux surfaces de glissement (IV.5) tout le long des trajectoires du système (IV.6) et (IV.7) deviennent alors :

$$\begin{cases} \dot{\sigma}_d = \frac{d}{dt} (\dot{e}_{sd} + \lambda_d e_{sd}) = -f_{sd} \dot{e}_{sd} + b U_{sd} + p_1(t) + \lambda_d \dot{e}_{sd} \\ \dot{\sigma}_q = \frac{d}{dt} (\dot{e}_{sq} + \lambda_q e_{sq}) = -f_{sq} \dot{e}_{sq} + b U_{sq} + p_2(t) + \lambda_q \dot{e}_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Nous savons que si le point représentatif de chaque sous-système atteint la surface de glissement, on aura $\sigma_d = \sigma_q = 0$. Ce qui revient à dire que :

$$\begin{cases} \dot{e}_{sd} = -\lambda_d e_{sd} \\ \dot{e}_{sq} = -\lambda_q e_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

En remplaçant les termes (IV.11) dans les équations (IV.10), nous obtenons donc :

$$\begin{cases} \lim_{\sigma_d \rightarrow 0} \dot{\sigma}_d = (f_{sd} \lambda_d - \lambda_d^2 - b \psi_d) e_{sd} - b u_{disc_d} + p_1(t) \\ \lim_{\sigma_q \rightarrow 0} \dot{\sigma}_q = (f_{sq} \lambda_q - \lambda_q^2 - b \psi_q) e_{sq} - b u_{disc_q} + p_2(t) \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Selon la loi de commutation définie entre les deux réactions définies en (IV.2), on obtient :

$$\lim_{\sigma_d \rightarrow 0^+} \dot{\sigma}_d = \begin{cases} (f_{sd}\lambda_d - \lambda_d^2 - b\alpha_1)e_{sd} - bu_{disc_d} + p_1(t) & \text{si } e_{sd} > 0 \\ (f_{sd}\lambda_d - \lambda_d^2 - b\beta_1)e_{sd} - bu_{disc_d} + p_1(t) & \text{si } e_{sd} < 0 \end{cases} \quad (IV.13)$$

$$\lim_{\sigma_d \rightarrow 0^-} \dot{\sigma}_d = \begin{cases} (f_{sd}\lambda_d - \lambda_d^2 - b\beta_1)e_{sd} - bu_{disc_d} + p_1(t) & \text{si } e_{sd} > 0 \\ (f_{sd}\lambda_d - \lambda_d^2 - b\alpha_1)e_{sd} - bu_{disc_d} + p_1(t) & \text{si } e_{sd} < 0 \end{cases}$$

$$\lim_{\sigma_q \rightarrow 0^+} \dot{\sigma}_q = \begin{cases} (f_{sq}\lambda_q - \lambda_q^2 - b\alpha_2)e_{sq} - bu_{disc_q} + p_2(t) & \text{si } e_{sq} > 0 \\ (f_{sq}\lambda_q - \lambda_q^2 - b\beta_2)e_{sq} - bu_{disc_q} + p_2(t) & \text{si } e_{sq} < 0 \end{cases} \quad (IV.14)$$

$$\lim_{\sigma_q \rightarrow 0^-} \dot{\sigma}_q = \begin{cases} (f_{sq}\lambda_q - \lambda_q^2 - b\beta_2)e_{sq} - bu_{disc_q} + p_2(t) & \text{si } e_{sq} > 0 \\ (f_{sq}\lambda_q - \lambda_q^2 - b\alpha_2)e_{sq} - bu_{disc_q} + p_2(t) & \text{si } e_{sq} < 0 \end{cases}$$

En appliquant la logique de commutation définie en (IV.2) et à partir des équations (IV.13) et (IV.14), les paramètres des contrôleurs sont choisis comme suit :

$$\text{Suivant l'axe-d} \quad \left\{ \begin{array}{l} \alpha_1 \geq \frac{1}{b}(f_{sd}\lambda_d - \lambda_d^2) \\ \beta_1 \leq \frac{1}{b}(f_{sd}\lambda_d - \lambda_d^2) \end{array} \right. \left| u_{disc_d} = \begin{cases} 0 & \text{si } \sigma_d = 0 \\ -\kappa_d \text{sign}(\sigma_d) & \text{si } \sigma_d \neq 0 \end{cases} \quad (IV.15)$$

$$\text{Suivant l'axe-q} \quad \left\{ \begin{array}{l} \alpha_2 \geq \frac{1}{b}(f_{sq}\lambda_q - \lambda_q^2) \\ \beta_2 \leq \frac{1}{b}(f_{sq}\lambda_q - \lambda_q^2) \end{array} \right. \left| u_{disc_q} = \begin{cases} 0 & \text{si } \sigma_q = 0 \\ -\kappa_q \text{sign}(\sigma_q) & \text{si } \sigma_q \neq 0 \end{cases} \quad (IV.16)$$

Où κ_d et κ_q sont des valeurs constantes et strictement positives.

En remplaçant les termes (IV.15) et (IV.16) respectivement dans les équations (IV.13) et (IV.14), on obtient finalement :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lim_{\sigma_d \rightarrow 0} \dot{\sigma}_d = -b\kappa_d \text{sign}(\sigma_d) + p_1(t) \\ \lim_{\sigma_q \rightarrow 0} \dot{\sigma}_q = -b\kappa_q \text{sign}(\sigma_q) + p_2(t) \end{array} \right. \quad (IV.17)$$

En multipliant par la surface de glissement de chaque système, nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lim_{\sigma_d \rightarrow 0} \sigma_d \dot{\sigma}_d = -b\kappa_d |\sigma_d| + \sigma_d p_1(t) \\ \lim_{\sigma_q \rightarrow 0} \sigma_q \dot{\sigma}_q = -b\kappa_q |\sigma_q| + \sigma_q p_2(t) \end{array} \right. \quad (IV.18)$$

Pour satisfaire la condition d'existence d'un régime glissant (IV.9) , il faut donc que :

$$\begin{cases} \kappa_d > \max_t |p_1(t)| \\ \kappa_q > \max_t |p_2(t)| \end{cases} \quad (IV.19)$$

Par ailleurs, il faut aussi garantir que les dynamiques des systèmes (IV.6) et (IV.7) en début de trajectoire (réaction négative $\psi_i=\alpha_i$) soient attirées vers la droite de commutation $\sigma_i=0$ quelle que soit la position initiale. Cette condition est remplie si l'équation caractéristique des deux systèmes (IV.6) et (IV.7) ne présente pas de racine réelle positive. Pour cela, le gain α_i du contrôleur devra être suffisamment grand.

Maintenant que les conditions assurant la convergence des trajectoires d'états ont été vérifiées, étudions le comportement des deux boucles des courants en réaction négative et en réaction positive.

IV.2.3. Système en réaction négative

Les systèmes (IV.6) et (IV.7) des deux axes d et q présentant les mêmes paramètres en mode sain, nous n'analyserons que le courant suivant l'axe-q afin de ne pas alourdir le mémoire.

L'équation caractéristique du courant suivant l'axe-q est la suivante avec $\alpha_2=5000$:

$$\begin{cases} \dot{e}_{sq} = x_1 \\ \dot{x}_1 = -67.5863x_1 - (163.1291 \times 5000)e_{sq} \end{cases} \quad (IV.20)$$

En choisissant une valeur élevée pour la réaction négative ($\alpha_2=5000$) afin de satisfaire la condition (IV.16), le système est stable car les pôles sont complexes avec une partie réelle négative.

$$s_{1n} / s_{2n} = \frac{-\left(R_s L_r^2 + R_r M^2\right) \pm j \sqrt{\left(R_s L_r^2 + R_r M^2\right)^2 + 4 \sigma L_s L_r^4 \alpha_2}}{2 \sigma L_s L_r^2} \quad (IV.21)$$

En prenant différents points de références pour le courant i_{sq} , nous pouvons remarquer sur le plan de phase tel que présenté en **Figure IV-2** que la trajectoire d'état atteint toujours son point d'équilibre (0,0), ce qui prouve que le système restera toujours stable en réaction négative.

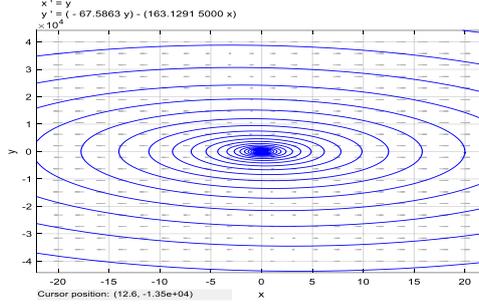


Figure IV-2. Plan de phase en réaction négative : forme spirale

IV.2.4. Système en réaction positive

L'équation caractéristique en réaction positive du courant suivant l'axe- q est la suivante, toujours avec $\alpha_2=5000$:

$$\begin{cases} \dot{e}_{sq} = x_1 \\ \dot{x}_1 = -67.5863x_1 + (163.1291 \times 5000)e_{sq} \end{cases} \quad (IV.22)$$

Dans ce cas, le système est instable car il possède des pôles réels (IV.23) mais de signes opposés, ces derniers représentant respectivement la pente de chaque asymptote dans le plan de phase. On remarque alors que la trajectoire du système est hyperbolique et le point d'équilibre (0,0) devient un point de selle comme on peut le voir en **Figure IV-3**.

$$\begin{cases} s_{1p} = \frac{-(r_s l_r^2 + r_r l_m^2) - \sqrt{(r_s l_r^2 + r_r l_m^2)^2 + 4\sigma l_s l_r^4 k_{pi}}}{2\sigma l_s l_r^2} \\ s_{2p} = \frac{-(r_s l_r^2 + r_r l_m^2) + \sqrt{(r_s l_r^2 + r_r l_m^2)^2 + 4\sigma l_s l_r^4 k_{pi}}}{2\sigma l_s l_r^2} \end{cases} \quad (IV.23)$$

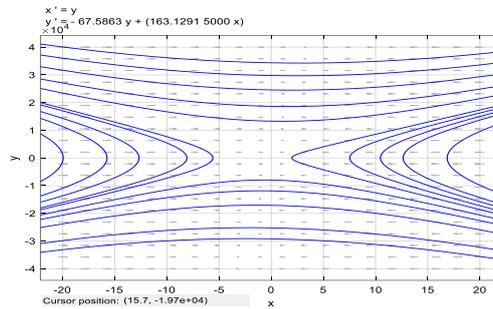


Figure IV-3. Plan de phase en réaction positive : forme hyperbolique

Ni l'un ni l'autre des systèmes (IV.20) et (IV.22) n'est satisfaisant quant à la qualité du régime transitoire. Néanmoins, certaines parties des trajectoires de phase sont tout à fait appropriées. Par exemple, l'erreur du système en réaction négative (IV.20) décroît rapidement dans le premier quadrant et le troisième quadrant du plan de phase. Concernant le système en réaction

positive (IV.22), on aperçoit qu'il possède une trajectoire de phase adaptée dans les deuxième et quatrième quadrants (**Figure IV-4**).

Les avantages des deux systèmes sont donc combinés de telle sorte à obtenir un système stable en boucle fermée. En assurant la loi de commutation entre les deux réactions (IV.16) et en conservant le même gain statique dans les deux structures, la trajectoire de phase sera globalement asymptotiquement stable.

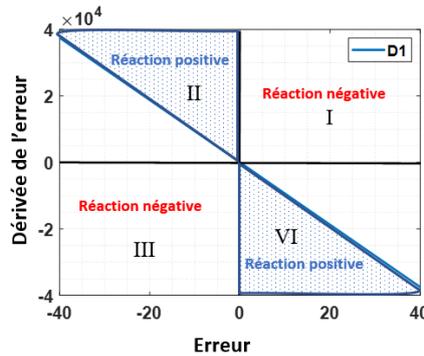


Figure IV-4. Logique de commutation de la CSV sur le plan de phase

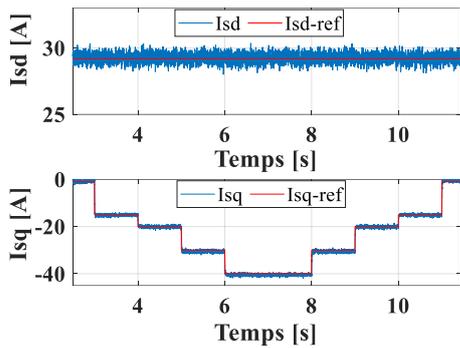
Si nous supposons que la droite de commutation appartienne aux quadrants définis en (IV.2), nous pouvons voir que le phénomène du glissement apparaît sur la droite de commutation $\sigma_q=0$. Si cette droite de commutation est choisie à l'intérieur des quadrants II et VI délimités par l'asymptote s_{1n} et l'axe des coordonnées Y, après un démarrage en réaction négative, le point représentatif du système rencontrera la droite de commutation $\sigma_q=0$, basculera alors en réaction positive et suivra les hyperboles, ce qui provoquera un dépassement en régime transitoire. Pour résoudre ce problème de dépassement, il faut que la pente de la droite de commutation soit inférieure en valeur absolue au pôle réel stable en réaction positive. Le glissement sera donc conditionné par la relation :

$$\lambda_q \leq |s_{1p}| \quad (IV.24)$$

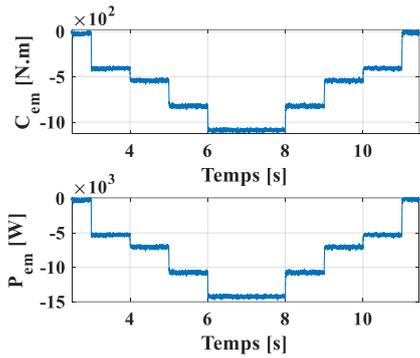
IV.2.5. Commande à structure variable en mode sain

Pour valider l'association de la CSV avec la commande vectorielle indirecte, un premier test a été effectué en mode sain. La **Figure IV-5** et la **Figure IV-6** représentent les résultats de la CSV respectivement en simulation et en expérimentation (courants dq (a), couple électromagnétique ainsi que la puissance électromagnétique (b) et également les courants statoriques avec zooms (c)) pour différentes références i_{sq}). Toutefois, lors de cet essai, nous avons limité l'extraction de la puissance électromagnétique à 14kW afin de ne pas dépasser le courant nominal supporté par les deux convertisseurs côté machine (31.2A). Nous pouvons donc remarquer que les

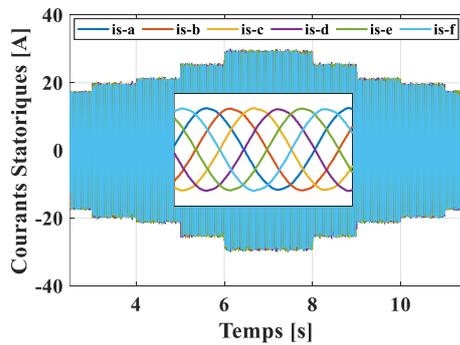
courants dq suivent parfaitement et précisément leurs références désirées tant en simulation qu'en expérimentation. Il en est de même pour le couple et la puissance électromagnétique. A ce stade, nous pouvons donc conclure que le choix de la pente est optimal en mode sain, garantissant un bon suivi de la référence sans présenter un dépassement aussi bien en simulation qu'expérimentalement. De plus, les résultats de la simulation sont très proches des essais expérimentaux, ce qui prouve l'efficacité et la véracité de notre modèle de simulation.



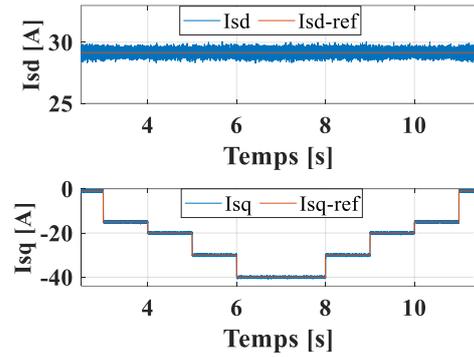
(a) Courants dq



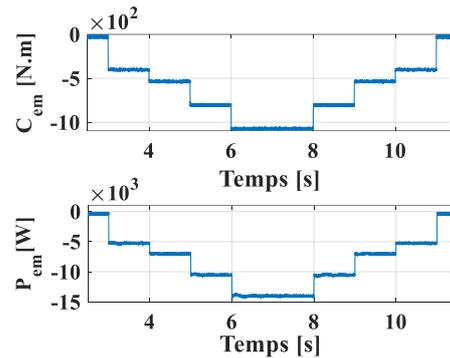
(b) Couple et puissance électromagnétique



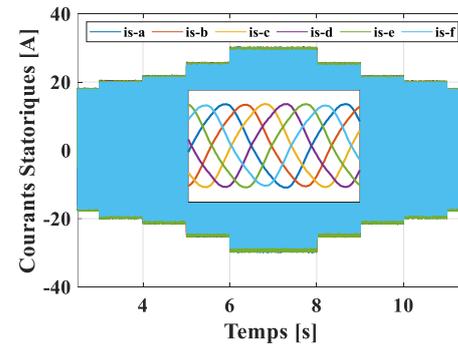
(c) Courants statoriques



(a) Courants dq



(b) Couple et puissance électromagnétique



(c) Courants statoriques

Figure IV-5. Résultats de simulation en mode sain

Figure IV-6. Validation expérimentale en mode sain

Nous allons appliquer maintenant dans la partie suivante la même commande à structure variable par modification du retour d'état au deuxième prototype, à savoir la machine synchrone.

IV.3. Commande à structure variable appliquée à MSFA-6

La commande à structure variable étant de nouveau appliquée aux boucles internes de la MSFA-6, la théorie sera très proche de celle de la MAS6, la seule différence tenant dans le modèle d'état de la machine. Aussi, pour ne pas alourdir le mémoire, nous allons présenter brièvement les équations d'états ainsi que la loi de commutation assurant la stabilité de CSV pour la MSFA-6.

IV.3.1. Modèle d'état simplifié de la MSFA6

On considère le modèle simplifié de la MSFA-6 présenté dans le deuxième chapitre, avec les considérations suivantes concernant les variables d'état :

$$\begin{cases} x_1 = i_{sd} \\ x_2 = i_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

La représentation d'état de la MSFA-6 employée pour la définition de la CSV peut donc s'exprimer sous forme matricielle telle que :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_{sq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sq1} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.26})$$

Les nouvelles tensions de commande de la MSFA-6 sont donc définies telles que :

$$\begin{cases} U_{sd} = \int V_{sd1} = \int (-\psi_1 e_d - M_d \text{sign}(S_d)) \\ U_{sq} = \int V_{sq1} = \int (-\psi_2 e_q - M_q \text{sign}(S_q)) \end{cases} \quad (\text{IV.27})$$

Avec

$$\psi_1 = \begin{cases} \alpha_1 & \text{if } e_d S_d > 0 \\ \beta_1 & \text{if } e_d S_d < 0 \end{cases}; \psi_2 = \begin{cases} \alpha_2 & \text{if } e_q S_q > 0 \\ \beta_2 & \text{if } e_q S_q < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.28})$$

Sachant que $\alpha_1 = \text{const} > 0$, $\beta_1 = \text{const} < 0$, $\alpha_2 = \text{const} > 0$, $\beta_2 = \text{const} < 0$, M_d et M_q sont les paramètres de la CSV qui vont être déterminés de manière à satisfaire la condition (IV.9).

e_d et e_q représentent respectivement les erreurs de poursuite suivant chaque axe définies comme suit :

$$\begin{cases} e_d = i_{sd} - i_{sdref} \\ e_q = i_{sq} - i_{sqref} \end{cases} \quad (IV.29)$$

S_d et S_q sont les surfaces de glissement respectivement pour le courant direct i_{sd} et le courant en quadrature i_{sq} avec :

$$\begin{cases} S_d \triangleq \dot{e}_d + \lambda e_d \\ S_q \triangleq \dot{e}_q + \lambda e_q \end{cases} \quad (IV.30)$$

Où λ est la pente de la surface de glissement.

Tout comme pour la MAS6, attachons-nous au préalable à la condition de stabilité de la CSV appliquée à ce second prototype (MSFA6).

IV.3.2. Preuve de la stabilité de la CSV associée à la MSFA6

En procédant au même développement que pour la MAS6 (IV.8) et selon la loi de commutation définie en (IV.28), on trouve que :

Suivant l'axe- d :

$$\begin{cases} \lim_{S_d \rightarrow 0^+} = \begin{cases} \left(\frac{R}{L_{sd}} \lambda - \lambda^2 - \frac{1}{L_{sd}} \alpha_1 \right) e_d & \text{if } e_d > 0 \\ \left(\frac{R}{L_{sd}} \lambda - \lambda^2 - \frac{1}{L_{sd}} \beta_1 \right) e_d & \text{if } e_d < 0 \end{cases} \\ \lim_{S_d \rightarrow 0^-} = \begin{cases} \left(\frac{R}{L_{sd}} \lambda - \lambda^2 - \frac{1}{L_{sd}} \beta_1 \right) e_d & \text{if } e_d > 0 \\ \left(\frac{R}{L_{sd}} \lambda - \lambda^2 - \frac{1}{L_{sd}} \alpha_1 \right) e_d & \text{if } e_d < 0 \end{cases} \end{cases} \quad (IV.31)$$

Suivant l'axe- q :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lim_{S_q \rightarrow 0^+} = \begin{cases} \left(\frac{R}{L_{sq}} \lambda - \lambda^2 - \frac{1}{L_{sq}} \alpha_2 \right) e_q & \text{if } e_q > 0 \\ \left(\frac{R}{L_{sq}} \lambda - \lambda^2 - \frac{1}{L_{sq}} \beta_2 \right) e_q & \text{if } e_q < 0 \end{cases} \\ \lim_{S_q \rightarrow 0^-} = \begin{cases} \left(\frac{R}{L_{sq}} \lambda - \lambda^2 - \frac{1}{L_{sq}} \beta_2 \right) e_q & \text{if } e_q > 0 \\ \left(\frac{R}{L_{sq}} \lambda - \lambda^2 - \frac{1}{L_{sq}} \alpha_2 \right) e_q & \text{if } e_q < 0 \end{cases} \end{array} \right. \quad (\text{IV.32})$$

Les deux équations (IV.31) et (IV.32) satisfèront la condition d'existence du mode glissant si la condition suivante est vérifiée.

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_1 \geq \left(L_{sd} \left(\frac{R}{L_{sd}} \lambda - \lambda^2 \right) \right) \\ \beta_1 \leq \left(L_{sd} \left(\frac{R}{L_{sd}} \lambda - \lambda^2 \right) \right) \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} \alpha_2 \geq \left(L_{sq} \left(\frac{R}{L_{sq}} \lambda - \lambda^2 \right) \right) \\ \beta_2 \leq \left(L_{sq} \left(\frac{R}{L_{sq}} \lambda - \lambda^2 \right) \right) \end{array} \right. \quad (\text{IV.33})$$

La condition de maintien du régime glissant étant définie pour les deux axes, nous devons maintenant garantir que le point représentatif de chaque axe atteigne la surface de glissement quelle que soit la position initiale dans le plan de phase. En effet, le point représentatif de l'état du système n'atteindra la surface de glissement que si et seulement si les équations caractéristiques régissant les dynamiques du système ne présentent pas de racines réelles positives lors du passage initial en réaction négative [84].

En assumant que les gains α_1 et α_2 soient suffisamment larges, les deux systèmes en rétroaction négative présenteront des racines complexes conjuguées avec des parties réelles négatives permettant d'assurer cette condition. Dans ce cas, les dynamiques dans un régime de glissement sont globalement asymptotiquement stables.

Le modèle de la machine utilisé pour déterminer la commande étant soumis à des perturbations extérieures ou des incertitudes paramétriques, on ajoute les commandes discontinues afin d'assurer la robustesse. Les gains M_d et M_q sont alors choisis tels que :

$$\left\{ \begin{array}{l} M_d \geq \max_t |f_d(t)| \\ M_q \geq \max_t |f_q(t)| \end{array} \right. \quad (\text{IV.34})$$

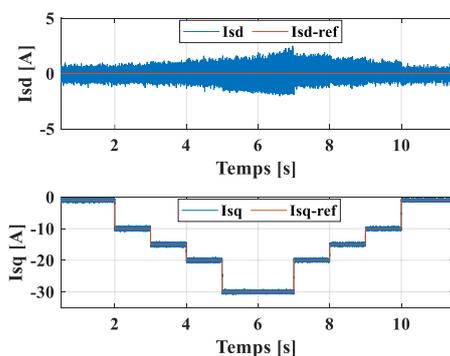
où f_d et f_q représentent les perturbations suivant chaque axe respectivement.

IV.3.3. Application de la CSV à la MSFA6 en mode sain

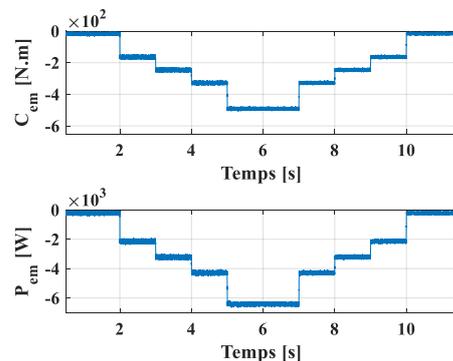
Tout comme pour la MAS6, nous allons cette fois-ci valider l'association de la CSV avec la MSFA6 en imposant un profil de couple présentant différentes valeurs de référence mais uniquement expérimentalement cette fois-ci. La **Figure IV-57** représente donc les résultats expérimentaux (courants dq (a), couple électromagnétique ainsi que la puissance électromagnétique (b) et également les courants statoriques avec zooms (c)) pour différentes références i_{sq} .

Comme nous pouvons l'observer sur la **Figure IV-7.a**, les courants des axes d et q suivent bien les références à savoir i_{sd} à 0A et i_{sq} variant avec différentes valeurs sur un intervalle de [-1A à -30A]. Nous pouvons tout de même remarquer que le courant i_{sd} est sensiblement affecté pendant les transitions du courants i_{sq} , vraisemblablement de par les fortes non-linéarités de la MSFA6. Cependant, cet effet préjudiciable est bien plus atténué avec la CSV si on compare avec les résultats obtenus avec la commande PI abordée lors du deuxième chapitre (voir **Figure II-13**). Le couple ainsi que la puissance électromagnétique (**Figure IV-7.b**) suivent bien le profil désiré sans dépassement ni erreur statique. La **Figure IV-7.c** représente, quant à elle, les courants statoriques avec des zooms et met en exergue leurs symétries.

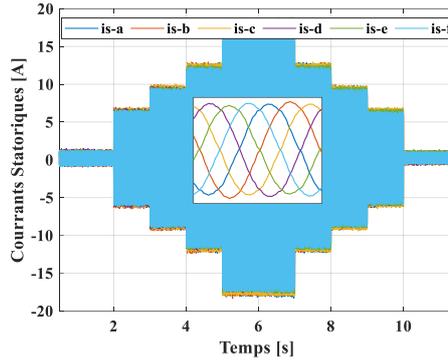
A ce stade, nous pouvons donc conclure que l'association CSV - MSFA6 présente de bonnes dynamiques avec ce choix optimal pour les boucles internes de la MSFA6. Avant de tester les performances en mode dégradé, nous allons au préalable nous pencher sur l'application de la commande par logique floue aux 2 prototypes de génératrices toujours en mode sain.



(a) Courants dq



(b) Couple et puissance électromagnétique



(c) Courants statoriques

Figure IV-7. Validation expérimentale de la CSV en mode sain

IV.4. Application de l’algorithme flou sur les deux prototypes en mode sain

Pour réaliser la régulation de la puissance extraite via l’association de l’algorithme par logique floue associé à la commande vectorielle, deux contrôleurs flous vont être employer : un pour le courant direct i_{sd} permettant le contrôle du flux magnétique de la machine et un pour le courant en quadrature i_{sq} permettant de commander le couple électromagnétique. Ainsi, la sortie de chaque régulateur correspondra à la tension de commande de chaque axe (V_{sd} et V_{sq}). La topologie du régulateur flou ne dépendant pas du modèle, l’analyse de la commande floue sera exactement traitée de la même manière pour les deux technologies de machines. La figure IV-8 représente la structure du régulateur flou avec les différentes étapes (fuzzification, moteur d’inférence, défuzzification) et les paramètres à déterminer que nous allons décrire dans la suite de ce manuscrit.

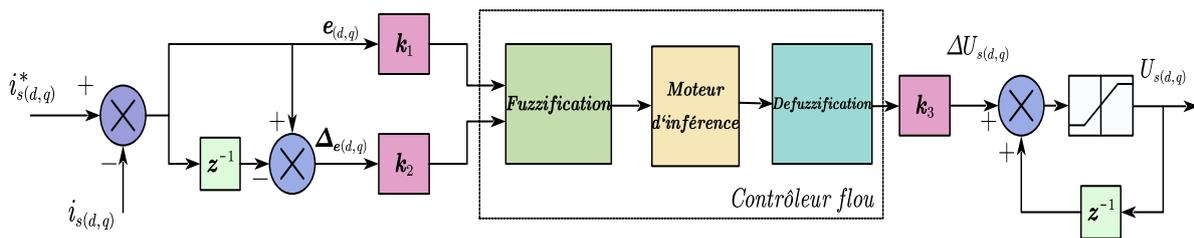


Figure IV-8. Contrôleur flou des boucles internes des courants dans le repère dq

IV.4.1. Fuzzification

Comme expliqué auparavant dans le chapitre précédent, cette première étape consiste à passer d’une grandeur quantitative à une grandeur qualitative à partir de fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrée et de sortie. Pour cela, nous avons choisi d’employer sept ensembles linguistiques avec un taux de recouvrement de 50% comme l’illustre la **Figure IV-9**

(Positif Grand (PG), Positif Moyen (PM), Positif Petit (PP), Zéro (Z), Négatif Petit (NP), Négatif Moyen (NM), Négatif Grand (NG)). Nous avons retenu cette configuration bien connue dans la littérature comportant 7 ensembles flous symétriques. En effet, l'utilisation de plus de 7 variables linguistiques n'apporte pas de précision supplémentaire mais alourdit le calcul.

Pour normaliser les grandeurs d'entrée, à savoir l'erreur des courants dq (e_d / e_q) et leurs variations ($\Delta e_d / \Delta e_q$), celles-ci sont réduites sur un univers de discours $[-3,3]$ en utilisant les facteurs d'échelle K_1, K_2 . La détermination de ces facteurs d'échelle est très importante et ils seront obtenus empiriquement de manière à ce que la trajectoire dans le plan de phase couvre l'ensemble de l'univers de discours $[-3 ; 3]$. Le facteur d'échelle de sortie K_3 est quant à lui calculé de manière à ce que l'action du régulateur soit pondérée au type d'actionneur. On peut également adapter la valeur du facteur d'échelle de sortie selon la distance entre le point de fonctionnement et la référence.

Les boucles internes étant du premier ordre, on ajoute un intégrateur en sortie. Ainsi, notre régulateur est du type *PI* flou.

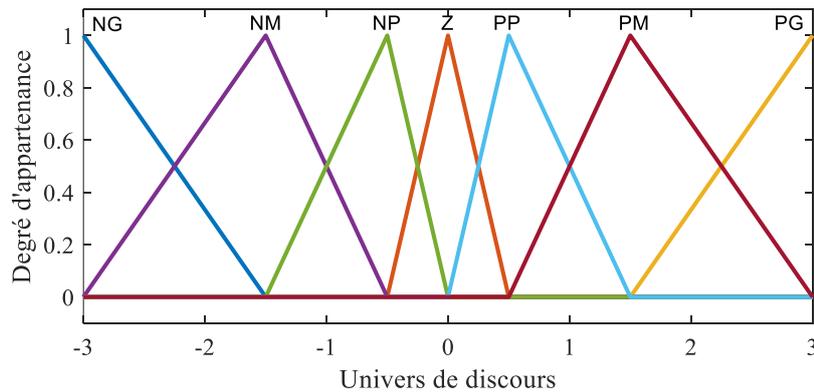


Figure IV-9. Sous-ensembles flous des entrées et des sorties

IV.4.2. Moteur d'inférence

Le bloc d'inférence est le cœur du contrôleur flou. En effet, il possède la capacité de simuler des décisions humaines et de déduire des actions de contrôle flou en utilisant des règles d'implication et d'inférence floues telles que définies dans **Tableau IV-1**. Ces règles symétriques, très proches de celles de Mac Vicar Whelan [81], peuvent être décrites comme suit :

si $e_{(d,q)}$ est NG et $\Delta e_{(d,q)}$ est PG, alors $\Delta U_{(d,q)}$ est Z ou ;

si $e_{(d,q)}$ est NG et $\Delta e_{(d,q)}$ est PM, alors $\Delta U_{(d,q)}$ est NP ou ...

Tableau IV-1. Base des règles floues

$e \setminus \Delta e$	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>
<i>PG</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>
<i>PM</i>	<i>NP</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>
<i>PP</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>
<i>Z</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>
<i>NP</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>
<i>NM</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>
<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>Z</i>

Pour prendre la décision de contrôle, nous avons choisi d'employer la méthode d'inférence Max-Min de Mamdani. L'implication floue de l'opérateur (AND) est alors réalisée par la fonction minimale tandis que l'opérateur (OR) l'est par la fonction maximale.

IV.4.3. Défuzzification

Lors de cette dernière étape, on réalise la conversion inverse de la fuzzification à savoir la génération d'une valeur numérique applicable au processus à partir de grandeurs qualitatives obtenues par la composition des règles. Pour calculer la valeur de sortie du contrôleur flou, nous avons choisi d'utiliser la méthode du centre de gravité, qui consiste à calculer l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante telle que :

$$\Delta U_{(s,d)} = \frac{\sum_{i=1}^{i=n} u_i \cdot \mu(u_i)}{\sum_{i=1}^{i=n} \mu(u_i)} \quad (IV.35)$$

Où n est l'indice de la fonction d'appartenance, u_i est le centre du $i^{ème}$ ensemble flou et $\mu(u_i)$ est le degré d'appartenance de u_i .

Cette méthode est bien connue dans la littérature pour le caractère fortement non-linéaire de la caractéristique obtenue

Après avoir défuzzifié la sortie du régulateur, la valeur des tensions de commande sont obtenues à partir de la relation suivante :

$$U_{s(d,q)}(k) = U_{s(d,q)}(k-1) + K_3 \Delta U_{s(d,q)} \quad (IV.36)$$

La **Figure IV-10** représente alors l'évolution de la sortie du contrôleur flou en fonction des entrées normalisées ($e, \Delta e$).

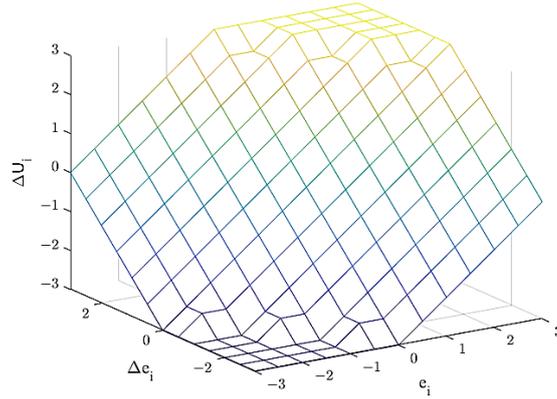


Figure IV-10. L'évolution de la sortie floue en fonction des entrées

La figure ci-dessous résume le schéma de contrôle des deux prototypes à l'aide de la commande par la logique floue associée à la commande vectorielle indirecte.

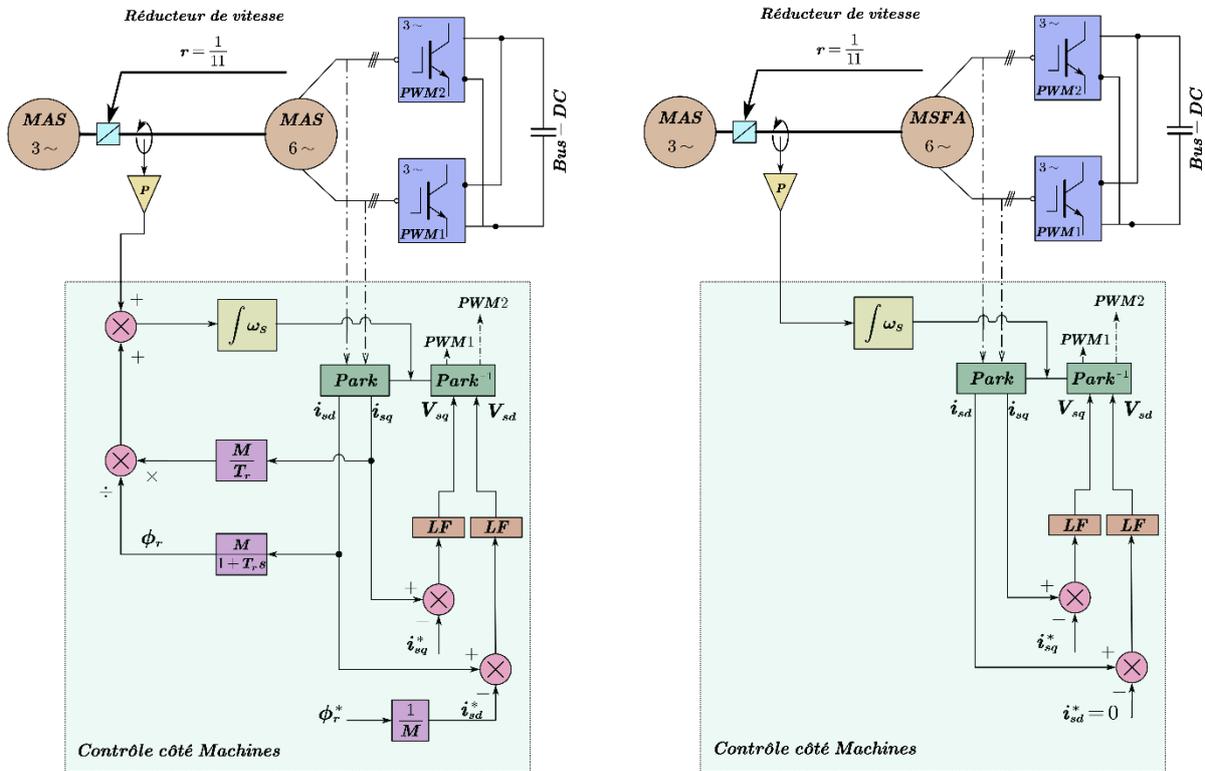


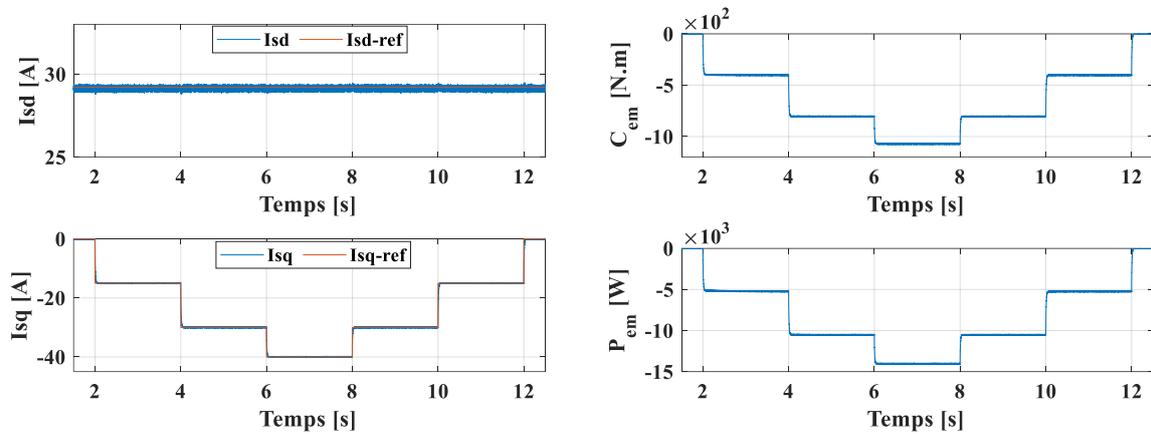
Figure IV-11. Schéma du contrôleur flou côté machines (MAS6 et MSFA6)

IV.4.4. Validation du contrôle flou de la MAS6

Tout comme pour la CSV, la comparaison entre les résultats de simulation et expérimentaux sont réalisées dans les mêmes conditions à savoir à une vitesse fixe de 125tr/min et pour un profil variant sous forme d'échelon pour i_{sq} . Les **Figure IV-12** et **Figure IV-13** représentent respectivement la validation de la commande par la logique floue associée à la commande

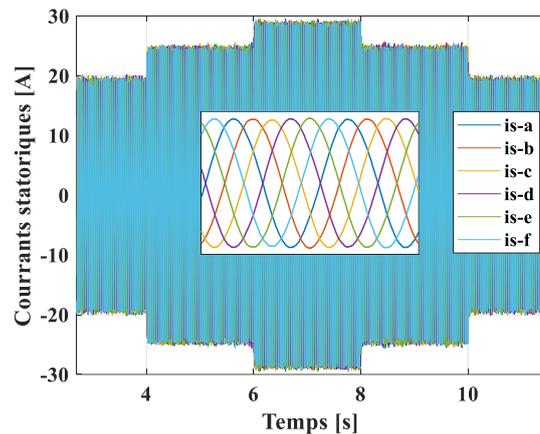
vectorielle en simulation et en expérimentation (courants dq (a), couple électromagnétique ainsi que la puissance électromagnétique (b) et également les courants statoriques (c)).

On peut observer sur ces résultats que cette stratégie de commande donne des très bons résultats tant en simulation qu'en expérimentation, puisque les courants dq ainsi que le couple et la puissance électromagnétiques suivent bien leurs références avec une très bonne précision et sans dépassement. De même, on peut observer que les courants des axes directs et en quadrature sont bien découplés et que l'expérimentation est très proche de la simulation. A ce stade, nous pouvons donc conclure que la commande par la logique floue fonctionne bien en mode sain et ce en présentant une très bonne capacité de poursuite pour les deux courants i_{sd} et i_{sq} .



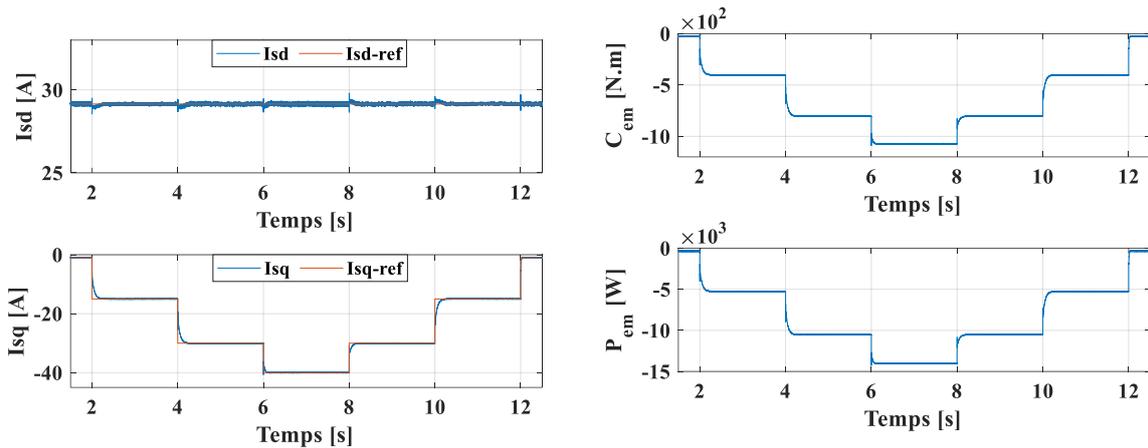
(a) Courants dq

(b) Couple et puissance électromagnétique



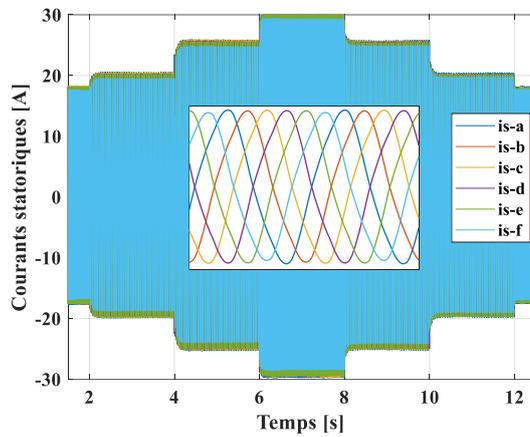
(c) Courants statoriques

Figure IV-12. Résultats de simulation de la commande par logique floue en mode sain



(a) Courants dq

(b) Couple et puissance électromagnétique



(c) Courants statoriques

Figure IV-13. Validation expérimentale de la commande par logique floue en mode sain

Avant de vérifier les capacités de ce régulateur en mode défaut, nous allons l'appliquer dans la suite de ce mémoire au deuxième prototype à savoir la MSFA6.

IV.4.5. Validation du contrôle flou de la MSFA-6 en mode sain

Dans cette partie, nous cherchons à valider expérimentalement les performances de la commande floue appliquée à la MSFA6 en mode sain dans les mêmes conditions que pour la CSV, à savoir pour des profils sous forme d'échelon pour i_{sq} . Les Figure IV-14.a.b.c représentent respectivement les courants sur les axes d et q , le couple et la puissance électromagnétique ainsi que les courants statoriques. D'après ces résultats expérimentaux, on peut observer que les valeurs de référence des courants dq sont bien atteintes et ce avec des dynamiques bien meilleures que celles du contrôleur PI (voir Figure II-13). On peut également remarquer en l'occurrence, que les deux courants i_{sd} et i_{sq} sont bien mieux découplés qu'avec

les régulateurs *PI* et la *CSV* (voir **Figure IV-7**). De même, le couple et la puissance électromagnétiques suivent bien les références imposées. L'association régulateur flou – commande vectorielle présente de très bonnes qualités en termes de comportement dynamique en mode sain et nous allons, dans la suite de ce mémoire, tester ses capacités en mode dégradé lors de la perte d'une à deux phases pour les deux types de génératrices.

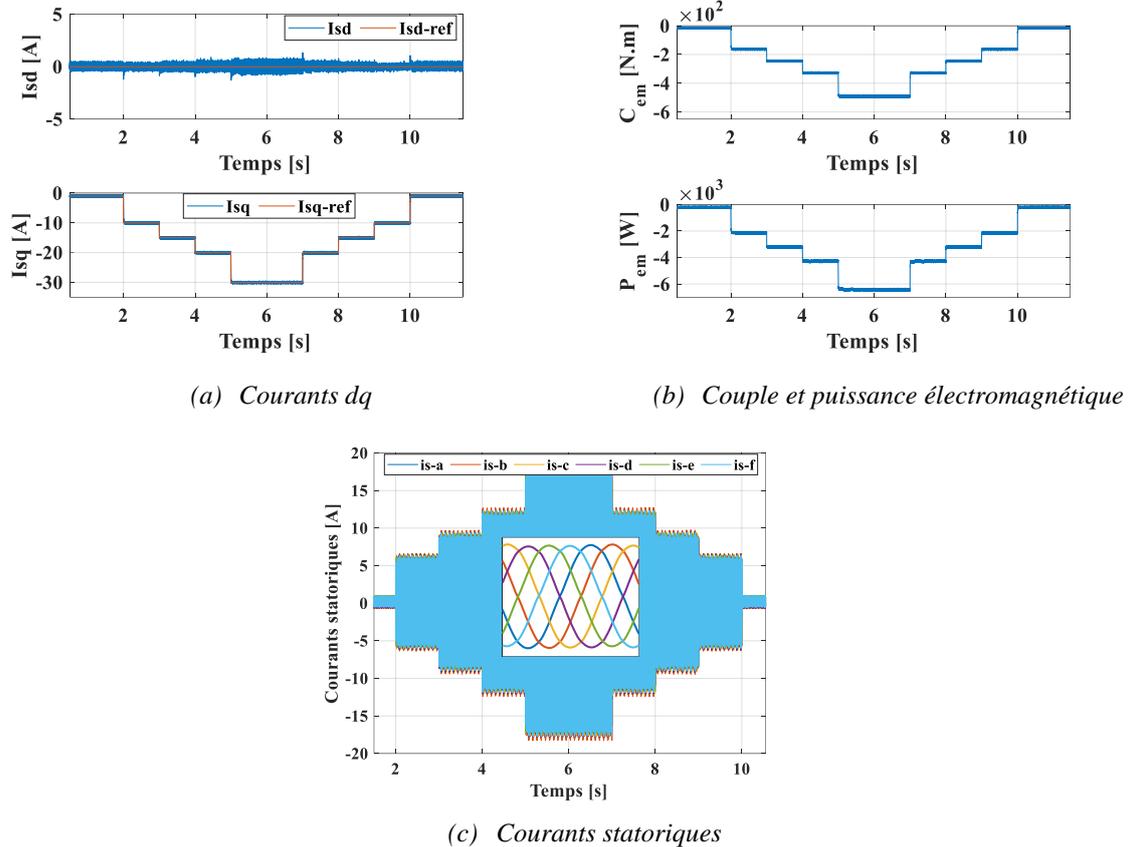


Figure IV-14. Validation expérimentale de la commande par logique floue en mode sain

IV.5. Comparaison des deux prototypes de machines en modes sain et dégradé

Dans cette partie, nous allons comparer les capacités des régulateurs *PI*, flous et à structure variable pour les deux technologies de machines multiphasées (MAS6 et MSFA6) en mode sain et mode dégradé avec perte d'une à deux phases. Pour cela, le même point de fonctionnement sera employé pour les deux technologies et nous comparerons leurs propriétés en termes d'ondulations au niveau du couple et la puissance électromagnétique. Par ailleurs, les résultats de simulation en mode sain étant très proches de ceux obtenus expérimentalement (voir partie précédente), nous ne présenterons que les résultats expérimentaux afin de ne pas alourdir le mémoire. Dans cette étude, pour évaluer la qualité du couple et de la puissance

électromagnétique des deux prototypes en mode sain et dégradé, le taux d'ondulation X est calculé comme suit :

$$\begin{cases} X \% = \frac{\max(T_{em}) - \min(T_{em})}{T_{em_{moyen}}} \times 100\% \\ X \% = \frac{\max(P_{em}) - \min(P_{em})}{P_{em_{moyenne}}} \times 100\% \end{cases} \quad (IV.37)$$

IV.5.1. Test de robustesse de la MAS6 avec une perte de phase

Un défaut de phase dans une machine tournante ou dans un bras de convertisseur provoque un déséquilibre énorme entre le stator et rotor, ce qui induit une surintensité au niveau des courants statoriques. Concernant la MAS6, pour une perte de phase, nous avons décidé de limiter la référence du courant i_{sq} à -15A afin de ne pas dépasser le courant nominal supporté par les convertisseurs côté machine. Nous allons donc déconnecter la phase (a) au temps $t=14s$ comme nous pourrions le voir sur la **Figure IV-15** représentant les courants statoriques avec les commandes *PI* (a), à structure variable (b) et floue (c).

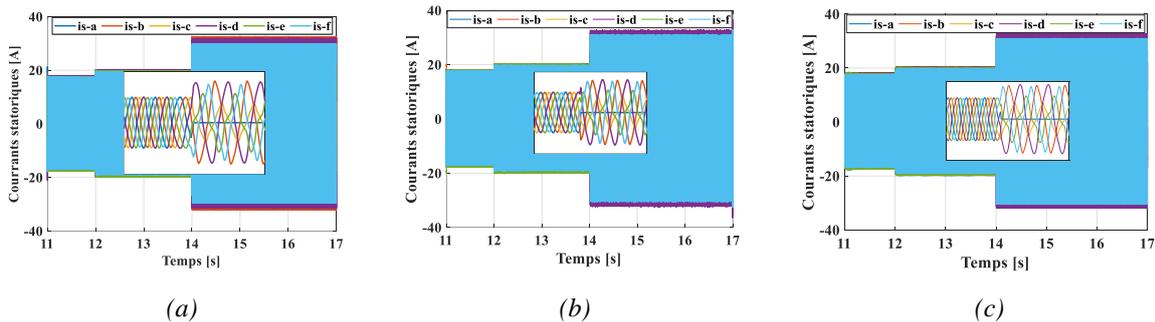


Figure IV-15. Courants statoriques. (a) Commande PI (b) CSV (c) LF

La **Figure IV-16** représente les évolutions expérimentales toujours pour ce même essai des courants selon les axes d et q, du couple et de la puissance électromagnétique pour les 3 régulateurs (*PI*, à structure variable et flou). Nous pouvons remarquer qu'après une perte de phase au temps $t=14$ secondes, des d'oscillations de large amplitude apparaissent sur les courants dq (**Figure IV-16.a**) avec le contrôleur classique (*PI*), générant également des oscillations importantes au niveau du couple et de la puissance électromagnétique (**Figure IV-16.d**) en passant de 9% en mode sain à environ 25% lors de la perte de phase.

L'emploi de la *CSV* engendre moins d'oscillations que l'utilisation du *PI* sur ces mêmes grandeurs et on peut d'ailleurs remarquer que la *CSV* présente les mêmes performances tant en mode sain qu'en mode dégradé (**Figure IV-16.b.e**). Concernant la logique floue, elle offre des

performances encore meilleures que la CSV en présentant moins d’ondulations en mode sain et en mode dégradé comme on peut l’observer sur les (Figure IV-16.c.f).

Pour synthétiser les résultats obtenus lors de cet essai, le Tableau IV-2 résume les taux d’ondulation du couple et de la puissance électromagnétique pour chaque algorithme de commande en mode sain et en dégradé avec une seule perte de phase.

Tableau IV-2. Taux d'ondulation du couple et de la puissance électromagnétique (Phase (a) déconnectée)

	Mode sain		Mode dégradé	
	C_{em}	P_{em}	C_{em}	P_{em}
PI	9%	9%	24.92%	24.92%
CSV	6.7%	6.7%	7.3%	7.3%
LF	1%	1%	2.84%	2.84%

D’après ce tableau synthétique, il est clair que le contrôleur *PI* n’est plus du tout adapté lorsqu’une phase est perdue. Aussi, bien que la commande à structure variable ait démontré sa robustesse en permettant la compensation des variations paramétriques et des incertitudes liées à ce type de défaut, on constate clairement la meilleure adéquation de la commande par logique floue qui présente un taux d’ondulation passant de 1% en mode sain à environ 3% après une perte de phase.

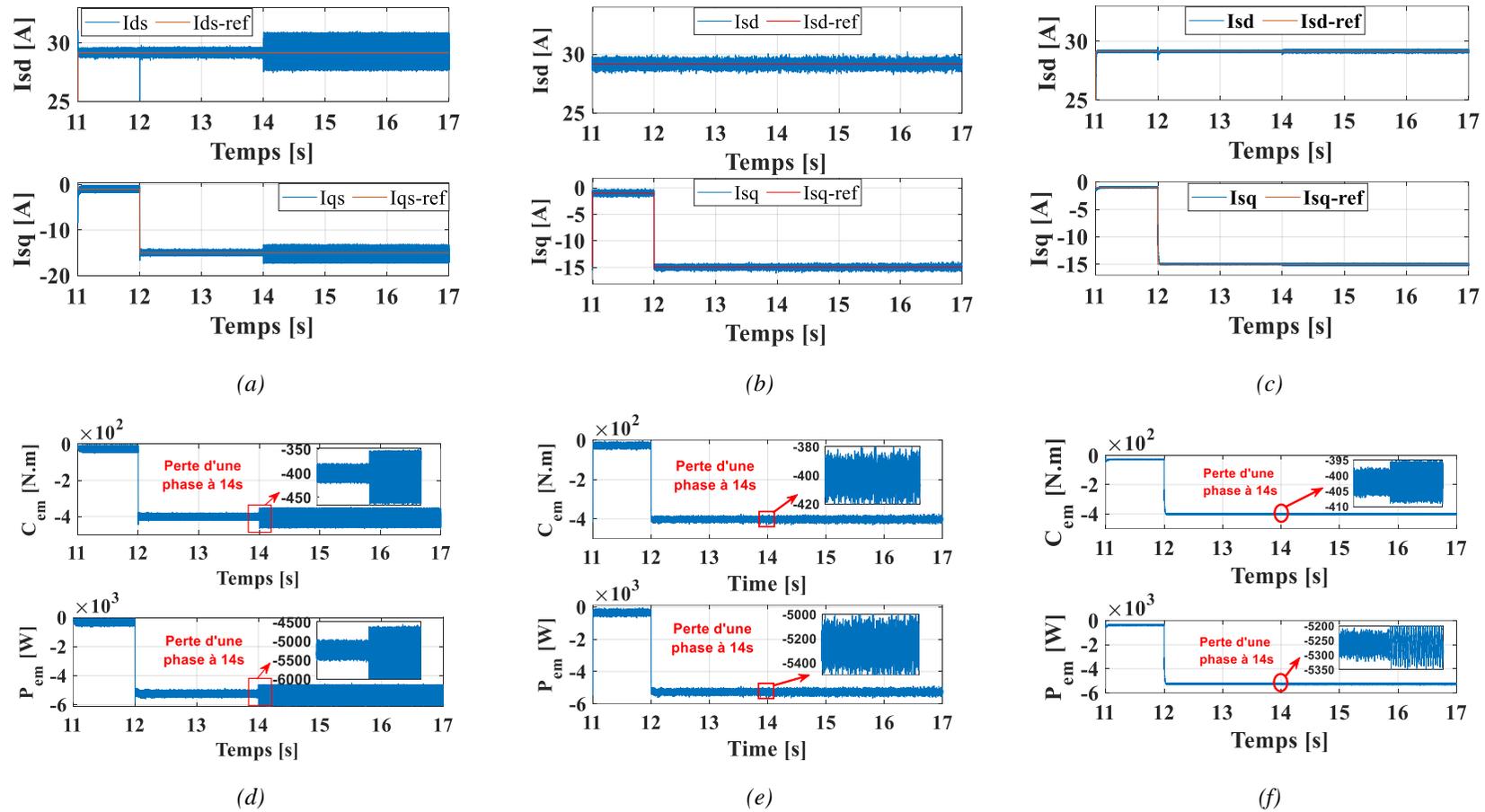


Figure IV-16. Résultats expérimentaux sur la MAS6 avec une perte de phase. (a,d) commande PI (b,e) commande CSV (c,f) commande par la LF

IV.5.1. Test de robustesse de la MSFA6 avec une perte de phase

Pour se placer dans les mêmes conditions que la MAS6, nous allons donc cette fois-ci déconnecter la phase (a) de la MSFA6 à l'instant ($t=13s$) tout en extrayant un couple de -244 N.m et une puissance électromagnétique de -3198 W. La **Figure IV-17** représente les courants statoriques avec les commandes *PI* (a), à structure variable (b) et floue (c) associées à la commande vectorielle indirecte de la MSFA6.

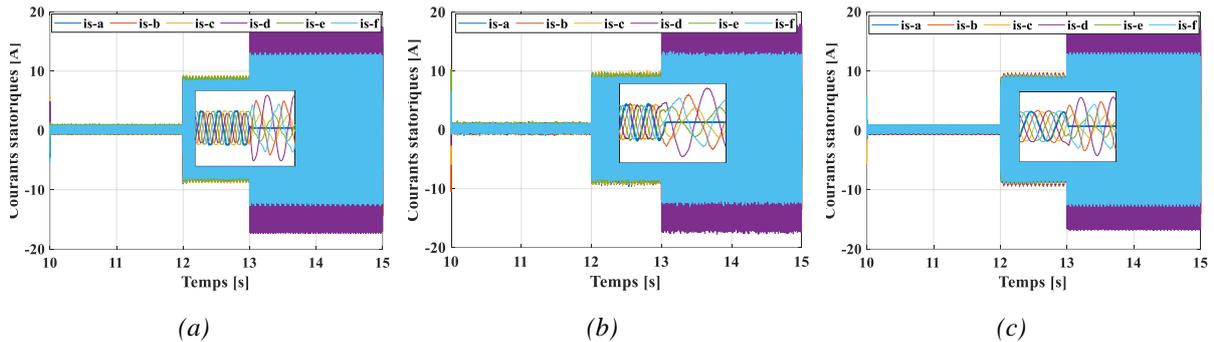


Figure IV-17. Courants statoriques. (a) Commande PI (b) CSV (c) Commande par la LF

La **Figure IV-18** représente les évolutions expérimentales, toujours pour ce même essai, des courants selon les axes d et q , du couple et de la puissance électromagnétique pour les 3 régulateurs (*PI*, à structure variable et flou). On peut remarquer sur la **Figure IV-18.a** représentant les courants dq que la transition du courant i_{sq} à -15A induit des ondulations sur le courant i_{sd} s'accroissant considérablement après la perte d'une phase. Ces ondulations sont totalement reflétées sur le couple et la puissance électromagnétique comme nous pouvons l'observer en **Figure IV-18.d**. Cependant, la commande à structure variable permet de garder pratiquement la même amplitude d'ondulation quant au couple et puissance électromagnétique (**Figure IV-18.b.e**) dans les deux modes de fonctionnement (sain et dégradé), exprimant ainsi sa robustesse contrairement au régulateur *PI*. Concernant la commande par la logique floue (**Figure IV-18.c.f**), elle reste toujours la plus performante des trois techniques en modes sain et dégradé comme le **Tableau IV-3**, résumant les taux d'ondulation du couple et de la puissance électromagnétique, le prouve.

Tableau IV-3. Taux d'ondulation du couple et de la puissance électromagnétique (Phase (a) déconnectée)

	Mode sain		Mode dégradé	
	C_{em}	P_{em}	C_{em}	P_{em}
PI	13.1%	13.1%	23.22%	23.22%
CSV	12.5%	12.5%	14.34%	14.34%
LF	4.9%	4.9%	12.84%	12.84%

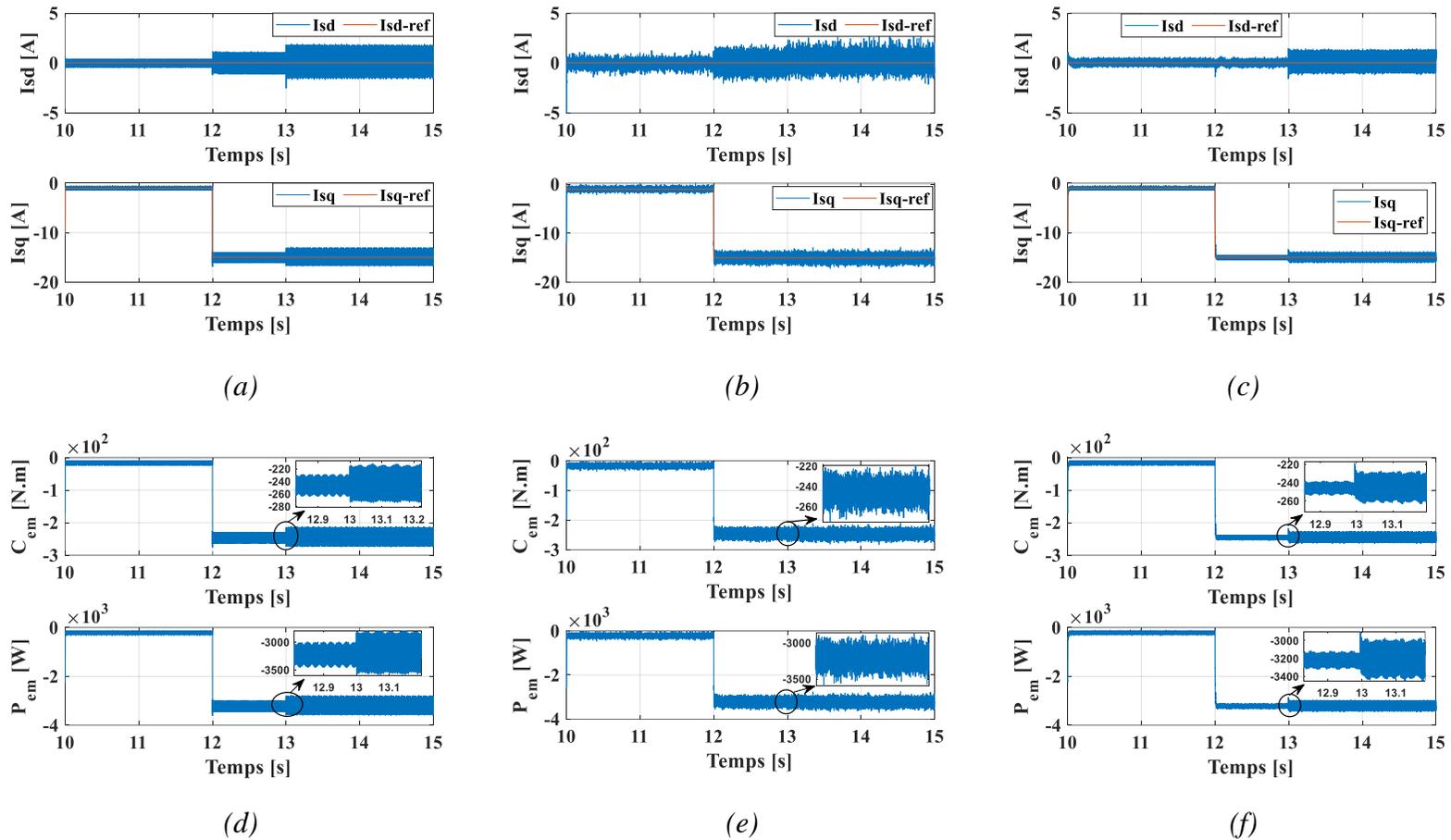


Figure IV-18. Résultats expérimentaux pour la MSFA6 avec une perte de phase. (a,d) commande PI (b,e) commande CSV (c,f) commande par la LF

IV.5.2. Comparaison concernant la topologie de machine lors de la perte de deux phases

Dans cette partie, nous allons comparer les dynamiques expérimentales des deux prototypes (MAS6 et MSFA6) pilotés par la CSV et la LF lors de la perte d'une à deux phases. Dans ce sens, les **Figure IV-19 a et b** représentent les courants statoriques respectivement de la MAS6 et de la MSFA6 pilotées par la CSV tandis que les **Figure IV-19 c et d** représentent les mêmes grandeurs commandées cette fois-ci par la LF avec perte de la phase (a) à l'instant $t=14s$ puis de la phase (c) à l'instant $t=16s$. On peut remarquer sur les zooms les évolutions des courants.

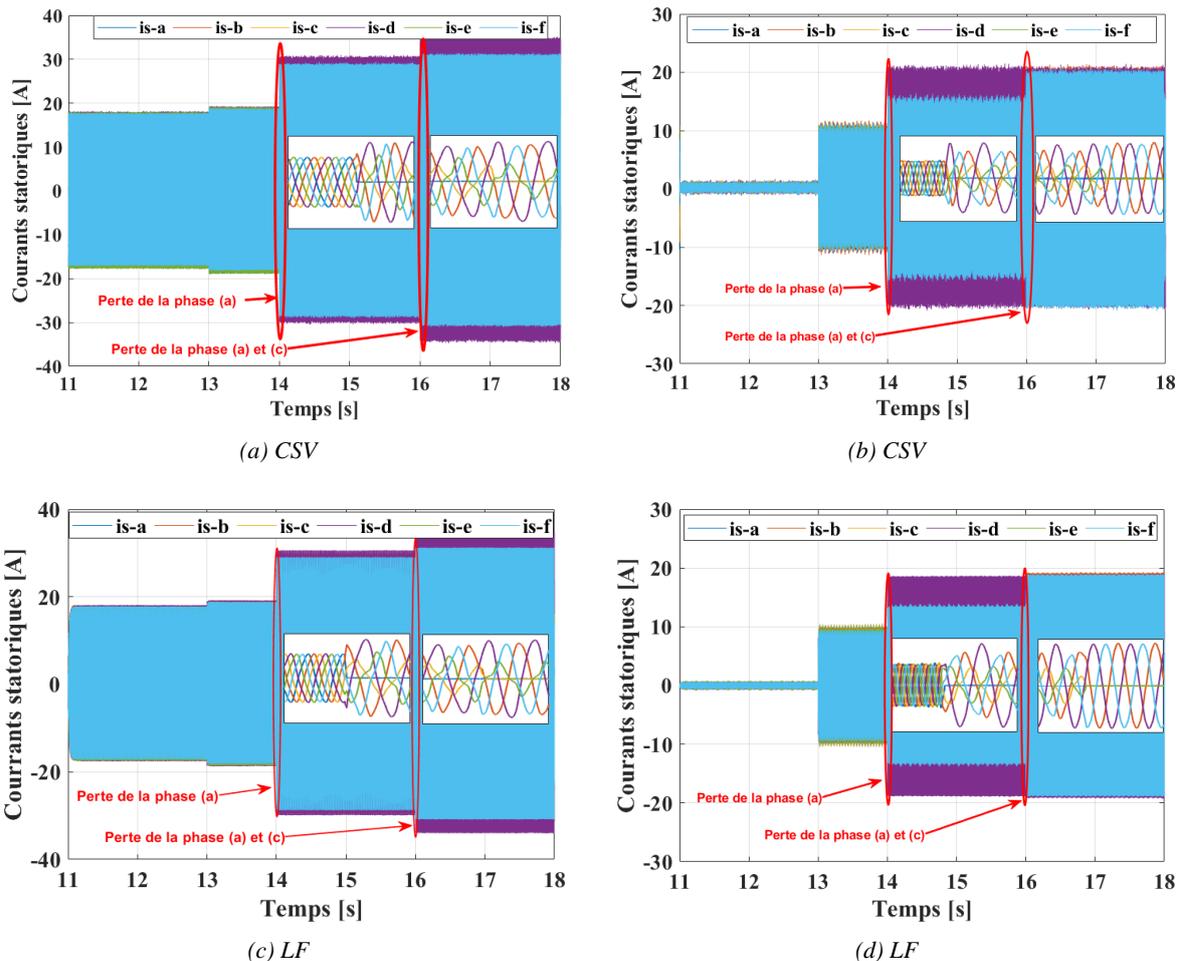


Figure IV-19. Courants statoriques (Phases (a) et (c) déconnectées). (a,c) MAS6 (b,d) MSFA6

Les **Figures 20.a à 20.h** représentent quant à elles les évolutions expérimentales des courants dq ainsi que du couple et de la puissance électromagnétique pour les 2 prototypes pilotés dans un premier temps par la CSV puis par la LF dans les mêmes conditions que la figure précédente (perte d'une à deux phases).

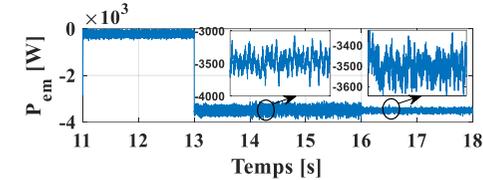
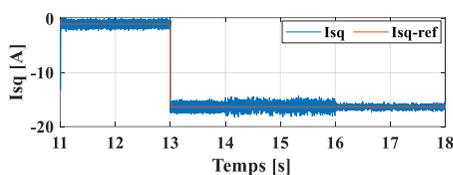
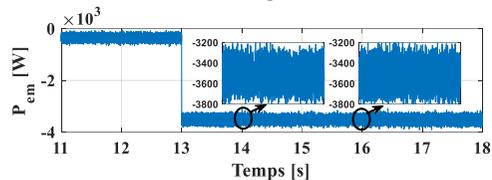
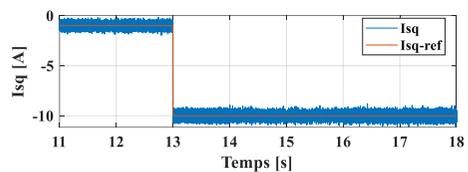
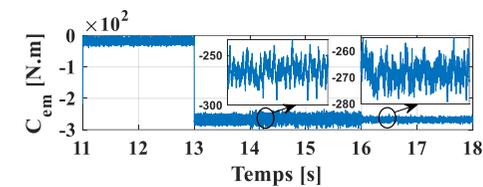
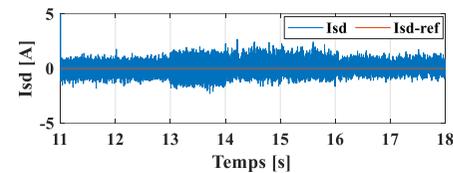
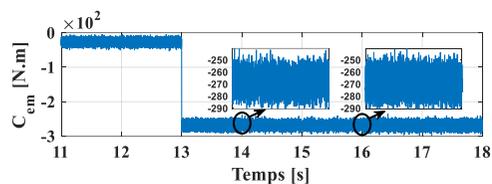
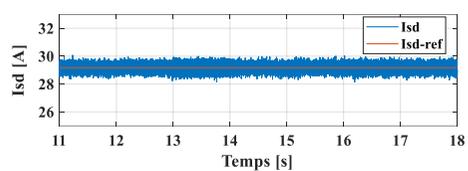
On peut observer sur les **Figure IV-20.a.b** et **Figure IV-20.e.f**, correspondant respectivement à la MAS6 et à la MSFA6 pilotées par le CSV, que les courants dq sont bien régulés après la perte d'une phase à $t=14s$ pour les deux prototypes. De même, le couple et la puissance

électromagnétique conservent quasiment le même taux d'ondulation, ce grâce due à la bonne poursuite des courants dq . Cependant, après la perte de la deuxième phase (c) à $t=16s$, on peut observer que les ondulations restent identiques pour la MAS6 mais par contre elles sont encore plus minimisées sur la MSFA6. Ceci est vraisemblablement dû au fait que les deux étoiles de la MSFA6 ne sont pas reliées et que, pour satisfaire la loi de *Kirchhoff*, le courant sur la phase (e) devient nul. On peut donc conclure d'une part que pour une perte d'une phase, la commande à structure variable permet d'obtenir quasiment le même comportement en termes d'ondulations du couple et de la puissance électromagnétique pour les deux prototypes. D'autre part, en appliquant deux pertes de phases (a) et (c) dans la même étoile, les ondulations de la puissance et du couple sont encore plus atténuées sur la MSFA6, alors qu'elles restent constantes pour la MAS6. Le **Tableau IV-4** introduit un résumé synthétique quant aux taux d'ondulation du couple et de la puissance électromagnétique pour les deux commandes et les deux machines en modes sain et dégradé (perte d'une à deux phases). Concernant les essais réalisés avec la commande par LF, elle permet de réduire davantage les taux ondulations par rapport à la CSV pour les deux prototypes, comme nous pouvons le voir sur le **Tableau IV-4**. Ainsi, avec le régulateur flou, la MAS6 (voir **Figure IV-20.c.d**) présente un taux d'ondulation remarquable par rapport à la MSFA6 (voir **Figure IV-20.g.h**) en modes sain et dégradé avec une ondulation maximale de 10N.m au niveau du couple et 130W au niveau de la puissance électromagnétique.

Tableau IV-4. Taux d'ondulation du couple et de la puissance électromagnétique (Phases (a) et (c) déconnectées)

Prototypes	Mode sain				Mode dégradé 1			
	MAS6		MSFA6		MAS6		MSFA6	
Temps (s)	13 - 14				14 - 16			
Grandeur	<i>Cem</i>	<i>Pem</i>	<i>Cem</i>	<i>Pem</i>	<i>Cem</i>	<i>Pem</i>	<i>Cem</i>	<i>Pem</i>
CSV	11.2%	11.2%	11.18%	11.18%	14.86%	14.86%	14.92%	14.92%
FL	2.6%	2.6%	3.72%	3.72%	3.72%	3.72%	5.6%	5.6%

Prototypes	Mode dégradé 2			
	MAS6		MSFA6	
Temps (s)	16 - 18			
Grandeur	<i>Cem</i>	<i>Pem</i>	<i>Cem</i>	<i>Pem</i>
CSV	13.06%	13.06%	6.34%	6.34%
FL	3.72%	3.72%	5.6%	5.6%

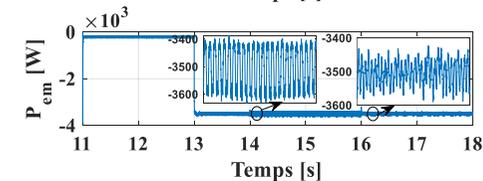
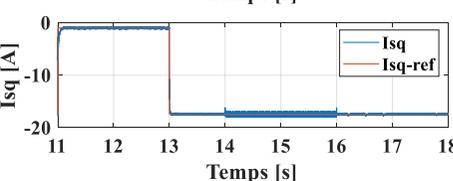
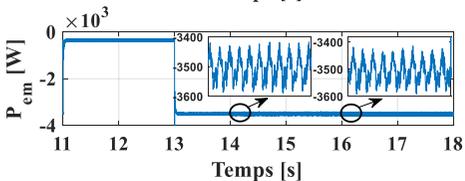
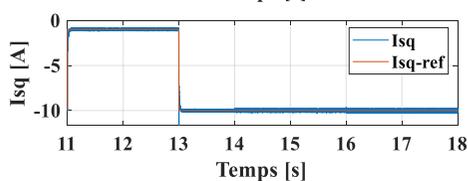
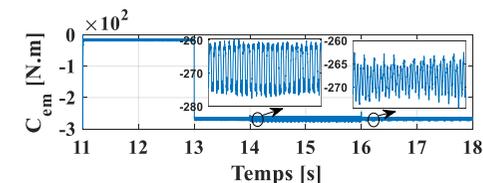
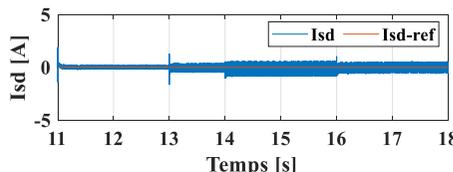
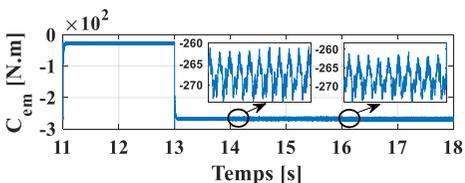
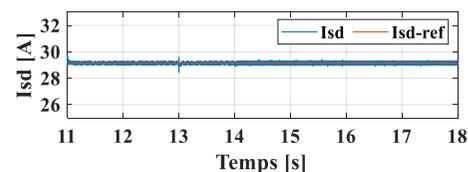


(a) Courants dq avec CSV

(b) Couple et puissance électromagnétique avec CSV

(e) Courants dq avec CSV

(f) Couple et puissance électromagnétique avec CSV



(c) Courants dq avec LF

(d) Couple et puissance électromagnétique avec LF

(g) Courants dq avec LF

(h) Couple et puissance électromagnétique avec LF

Figure IV-20. Résultats expérimentaux (phases (a) et (c) déconnectées). (a.b.c.d) MAS6 (e.f.g.h) MSFA6

Pour compléter cette étude, nous allons introduire un autre type de défaut puisque cette fois-ci, nous allons déconnecter la phase (a) puis les phases (a) et (b) à savoir une phase de chaque étoile.

Lors de la coupure des 2 phases (a) et (b), les courants statoriques de la MAS6 dépassant le seuil maximal des courants des convertisseurs, on a donc recours au modèle théorique de la MAS6 afin d'analyser par simulation son comportement pour ce défaut.

Aussi, les **Figure IV-21 a et b** représentent les courants statoriques respectivement de la MAS6 et de la MSFA6 pilotées par la CSV tandis que les **Figure IV-21 c et d** représentent les mêmes grandeurs commandées cette fois-ci par la LF avec perte de la phase (a) à l'instant $t=14s$ puis de la phase (b) à l'instant $t=16s$. On peut remarquer sur les zooms les évolutions des courants lors des pertes de phase.

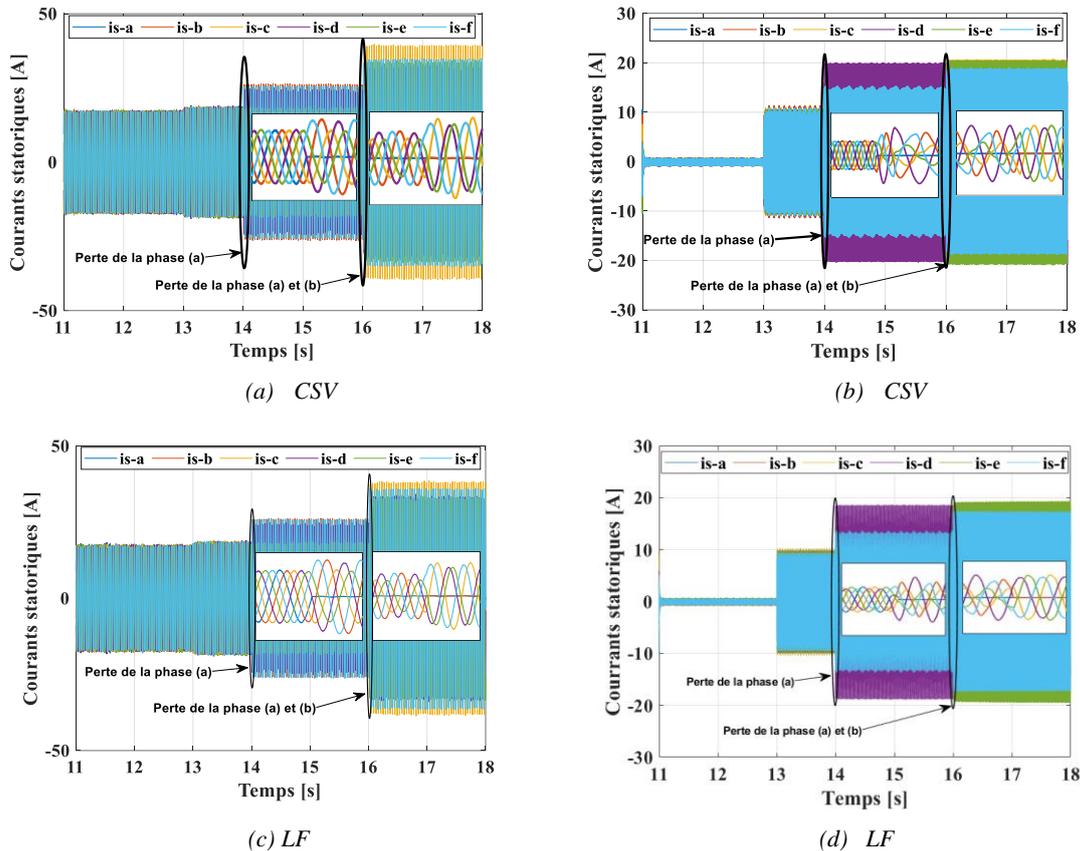


Figure IV-21. Courants statoriques (Phases (a) et (b) déconnectées) (a,c) MAS6 (b,d) MSFA6

Les **figures 22.a à 22.h** représentent quant à elles les évolutions expérimentales (MSFA6) ou simulées (MAS6) des courants dq ainsi que du couple et de la puissance électromagnétique pour les 2 prototypes pilotés dans un premier temps par la CSV puis par la LF dans les mêmes conditions que la figure précédente (perte d'une à deux phases).

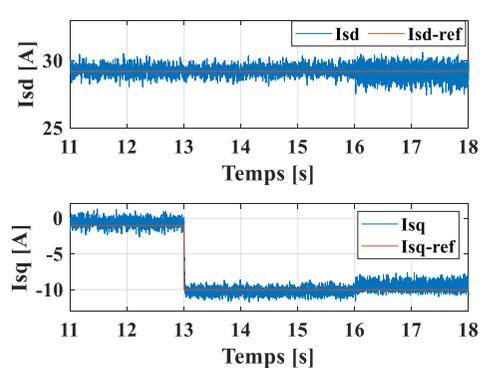
Le comportement des deux commandes *CSV* et *LF* pour la perte de la phase (a) ayant déjà été discuté juste dans la partie précédente, on s'intéresse maintenant à examiner l'effet de ces deux commandes non linéaires quand les deux machines perdent deux phases dans des étoiles différentes.

Le **Tableau IV-4** introduit un résumé synthétique quant aux taux d'ondulation du couple et de la puissance électromagnétique pour les deux commandes et les deux machines lors de la perte d'une phase sur chaque étoile.

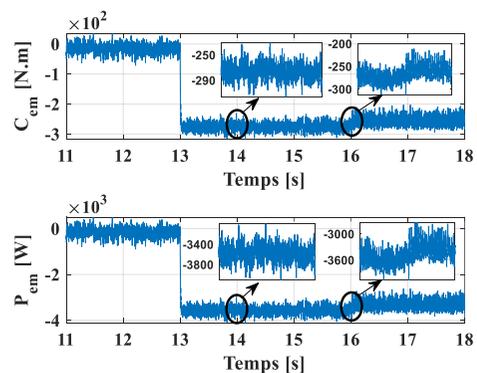
Concernant la *CSV*, on peut remarquer que cette commande présente de meilleurs résultats lorsqu'appliquée à la *MAS6* (**Figure IV-22.a.b**) avec un taux d'ondulations plus faible comparé à la *MSFA6* (**Figure IV-22.a.b**). L'application de la commande par la logique floue sur la *MAS6* présente une robustesse considérable malgré la perte de deux phases (**Figure IV-22.c.d**) puisqu'on observe avec celle-ci un taux d'ondulation très faible (**Tableau IV-5**) avec (35N.m) en ce qui concerne le couple et environ (450W) au niveau de la puissance électromagnétique pour la *MAS6* (**Figure IV-22.c.d**).

Tableau IV-5. Taux d'ondulation du couple et de la puissance électromagnétique (Phases (a) et (b) déconnectées)

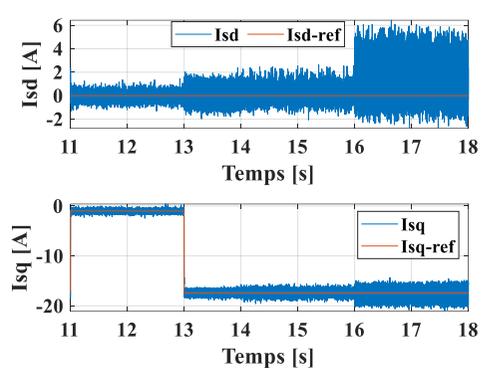
	Mode dégradé 2			
Prototypes	<i>MAS6</i>		<i>MSFA6</i>	
Temps (s)	16 - 18			
Grandeur	<i>Cem</i>	<i>Pem</i>	<i>Cem</i>	<i>Pem</i>
CSV	18.64%	18.64%	22.38%	22.38%
FL	13.04%	13.04%	14.92%	14.92%



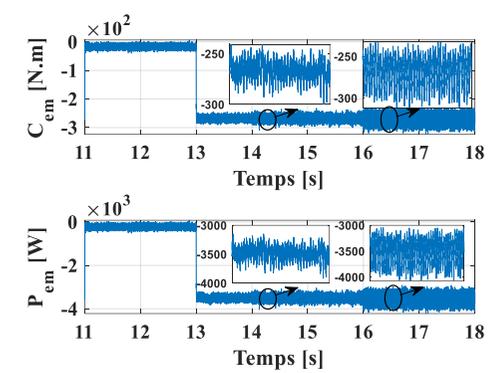
(a) Courants dq avec CSV



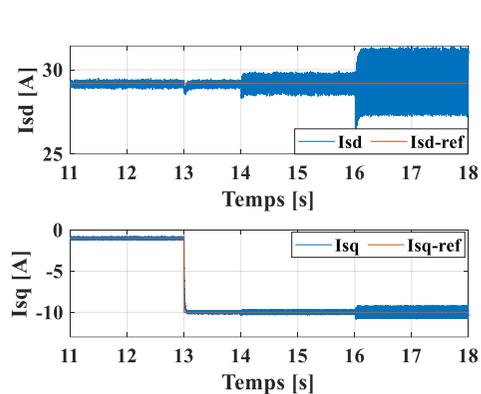
(b) Couple et puissance électromagnétique avec CSV



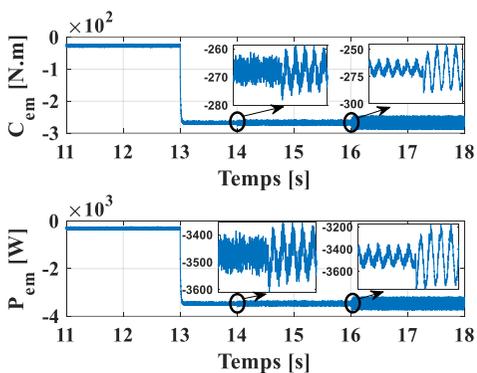
(a) Courants dq avec CSV



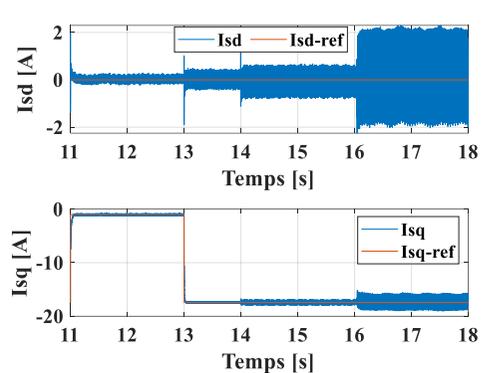
(b) Couple et puissance électromagnétique avec CSV



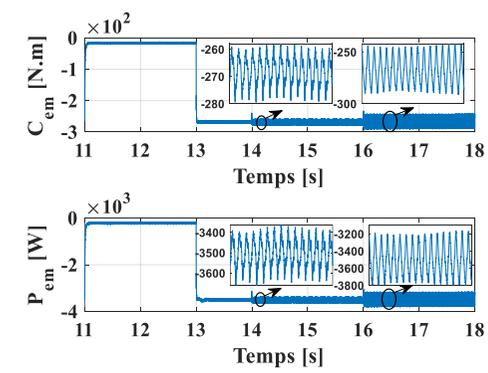
(c) Courants dq avec LF



(d) Couple et puissance électromagnétique avec LF



(c) Courants dq avec LF



(d) Couple et puissance électromagnétique avec LF

Figure IV-22. Résultats de simulation MAS6 (phases (a) et (b) déconnectées)

Figure IV-23. Résultats expérimentaux MSFA6 (Phase (a) et (b) déconnectées)

IV.6. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, l'application des algorithmes proposés dans ce mémoire pour les boucles internes des courants, à savoir la commande *PI*, la commande à structure variable avec modification du retour d'état aussi que la logique floue, ont été testées expérimentalement sur les deux prototypes multiphasées avec succès dans des conditions saines et dégradées et ce pour différentes combinaisons de défauts de phases. Nous avons testé différentes combinaisons possibles expérimentalement tout en respectant la limite du courant maximum des convertisseurs.

La preuve de stabilité de la commande à structure variable a été menée pour les deux prototypes afin de garantir une convergence de la loi de commande. Nous avons remarqué que la commande à structure variable montre de bonnes performances par rapport au contrôleur classique de type *PI*, en termes de robustesse et de précision en modes sain et dégradé. Durant les conditions dégradées, chaque combinaison de perte de phases engendre des variations paramétriques et des perturbations différentes qui présentent d'ailleurs des amplitudes inconnues et qui sont très complexes à déterminer théoriquement en raison de la non-linéarité des modèles. Le seul inconvénient de la commande à structure variable tient dans le fait que le gain du terme discontinu doit être choisi suffisamment large de façon à éliminer la limite supérieure des incertitudes. Cela malheureusement peut conduire parfois au phénomène indésirable de broutement des signaux de commande.

Avec la logique floue, ce problème est résolu et cette commande a démontré de très bonnes performances en comparaison avec la commande à structure variable. L'association de cet algorithme avec la MAS6 rend le processus de conversion d'énergie davantage plus robuste aux défauts comparée à la MSFA6.

Conclusion générale

L'objectif principal de cette étude consistait à proposer des algorithmes de commandes robustes et tolérantes aux défauts électriques tout en assurant une continuité de service et ce en garantissant une production propre de l'énergie dans des conditions saines et dégradées de la génératrice.

Dans un premier temps, un état de l'art quant aux machines multiphasées et leurs différentes configurations possibles a été présenté en introduisant les avantages et inconvénients des différentes structures. En effet, la machine polyphasée est considérée de nos jours comme une véritable solution prometteuse par rapport aux machines triphasées classiques, en particulier pour les applications critiques en matière de sécurité comme sur une éolienne off-shore où la perte de phase avec une génératrice classique engendre des dommages économiques et matériels importants pour le fournisseur.

De cette étude, deux technologies de machines hexaphasées à savoir asynchrone à cage d'écureuil et synchrone à aimants permanents et flux axial à grandes nombres de pôles ont été conceptualisées par l'équipe *EESA* afin de répondre à ces enjeux stratégiques. L'intérêt de la technologie hexaphasée tient du choix de vouloir profiter de la technologie actuelle des convertisseurs triphasés et de bénéficier des degrés de liberté offerts par la structure à 6 phases. En effet, la perte d'une à trois phases de la machine ou de bras du convertisseur n'entraîne pas l'arrêt de la génération contrairement à une stratégie classique basée sur une technologie triphasée. Par ailleurs, la volonté d'accroître le nombre de paires de pôles permet notamment de s'affranchir du multiplicateur, source d'un taux de panne important, et ainsi de réduire les temps d'arrêts de production d'énergie électrique. L'association structure hexaphasée – grand nombre de paires de pôles permet donc de diminuer drastiquement les taux de pannes dues à des défaillances électriques et mécaniques.

Le deuxième chapitre a été quant à lui dédié à la modélisation des deux technologies retenues (*MAS6* et *MSFA6*) dans le repère naturel puis dans le repère tournant dq à partir de transformations idoines. Ces modèles dq nous ont permis de déterminer les paramètres de régulateurs classiques du type *PI* en utilisant la méthode classique de placement des pôles. Pour la *MAS6*, les régulateurs *PI* ont été ensuite testés en simulation en utilisant le modèle *CIE* et validés expérimentalement dans des conditions saines de fonctionnement. Les résultats ont

démontré la véracité du modèle de simulation qui a été exploité pour tester d'autres types de commande plus avancées. Concernant la *MSFA6*, au regard de la complexité de son modèle *CIE* en repère naturel, nous avons eu recours à l'expérimentation pour valider les régulateurs *PI* calculés.

Pour répondre aux problèmes de non-linéarité des deux prototypes ainsi qu'aux variations paramétriques engendrées par le passage du mode sain au mode dégradé, deux commandes dites avancées et robustes ont été envisagées à savoir la commande à structure variable (*CSV*) et la commande par la logique floue (*LF*). Les concepts théoriques de ces deux algorithmes de commande ont été introduits dans le chapitre trois. Pour la *CSV*, différentes topologies existent dans la littérature et notre choix s'est porté sur la commutation par modification du retour d'état. Cette technique présente les avantages de répondre aux problèmes de la stabilité d'un système ainsi que de réduire le phénomène de broutement de la commande. En ce qui concerne la *LF*, les différentes étapes primordiales, à savoir la fuzzification, l'inférence et la défuzzification ont été introduites. Cette technique de commande basée sur les connaissances linguistiques du comportement dynamique du procédé est considérée pour les spécialistes comme robuste et facile à implémenter sans aucune connaissance préalable des paramètres du système étudié.

Dans le chapitre 4, ces deux algorithmes non-linéaires ont été associés à la commande vectorielle au sein des boucles internes de courant pour piloter le couple électromagnétique et de la puissance électromagnétique des deux prototypes, le but final étant de définir la plus pertinente en termes de robustesse en mode sain et en mode dégradé. Pour la *CSV*, la méthode de *Lyapunov* a été utilisée afin de prouver la stabilité de la commande à structure variable avec modification de retour d'état et ce pour chaque prototype.

Des essais expérimentaux réalisés, nous avons pu constater que, quelle que soit la génératrice, la commande vectorielle des deux prototypes associés à des régulateurs *PI* classiques ne reste envisageable qu'en mode sain, puisque de fortes oscillations apparaissent sur la puissance électromagnétique lors de la perte de phase. En substituant la commande *PI* classique par les algorithmes proposées (*CSV et LF*), nous avons pu réduire l'amplitude de ces oscillations préjudiciables et causées par la perte d'une à deux phases statoriques. La détermination de l'ensemble (Prototype+commande) le plus adapté à la production d'énergie électrique tel que nous nous le sommes posé comme objectif au début de la thèse n'est pas chose aisée de par la nature complètement différente des deux génératrices lors de la conception. Néanmoins, pour

cela, nous avons comparé les dynamiques des deux prototypes avec les 2 algorithmes de commande avancée (*CSV et LF*) lors de la perte de deux phases consécutives ou pas.

Des essais réalisés et ce malgré les bonnes performances de la *CSV* sur les deux prototypes dans les deux conditions de fonctionnement, l'association de la commande par la logique floue avec la *MAS6* avec une configuration à un seul point neutre isolé semble être la solution idoine de par sa robustesse puisque présentant le taux d'ondulations le plus faible en modes sain et dégradé. Cette association offre en effet une bonne perspective pour la réalisation des nouvelles éoliennes en mer ou de turbines hydrauliques exigeant un niveau de fiabilité élevée de par les conditions sévères environnantes. Pour cela, il va falloir monter en puissance et s'atteler au transfert technologique qui sera l'objectif principal d'un contrat de post doctorant dans le cadre du Contrat Plan Etat Région Energie Electrique 4.0.

Au terme de cette étude et à la suite des travaux concrétisés, quelques perspectives, non exhaustives, permettant d'améliorer davantage le processus de production électrique et également les techniques de commandes non-linéaires proposées dans ce mémoire peuvent être envisagées telles que :

- Substituer la fonction discontinue pour la *CSV* qui est source d'ondulations supplémentaires et préjudiciables en mode dégradé par des fonctions intelligentes à base de logique floue.
- Optimiser davantage la commande par la logique floue en employant des algorithmes évolutionnistes ou d'optimisation tels que les algorithmes génétiques afin de déterminer les facteurs d'échelle et d'obtenir une commande plus robuste.
- Implémenter à l'ensemble un bloc de *MPPT (Maximum Power Point Tracking)* pour se rapprocher davantage d'un générateur en conditions réelles d'exploitation et tester en profondeur la robustesse de ces algorithmes de commande pour les différents profils de vitesse de la turbine.
- Minimiser les pertes joules statoriques en fonctionnement dégradé, En effet, les courants i_{z1z2} et i_{z3z4} produisent des pertes en mode dégradé, ces derniers peuvent être manipulés pour piloter les deux prototypes à six phases en fonction de différentes exigences de fonctionnement.

Annexe

1. Paramètres nominaux de la MAS6 :

<i>Puissance nominale</i>	P_n	24 kW
<i>Tension nominale</i>	V_s	400 V
<i>Fréquence nominale</i>	F_n	25 Hz
<i>Vitesse nominale</i>	Ω	119 tr/min
<i>Nombre de phase statoriques</i>	n	6
<i>Configuration</i>	-	1 étoile
<i>Résistance statorique</i>	R_s	0.262 Ω
<i>Résistance rotorique</i>	R_r	0.64 Ω
<i>Inductance de fuite statorique</i>	l_{ls}	3.8 mH
<i>Inductance de fuite rotorique</i>	l_{lr}	2.4 mH
<i>Inductance magnétisante</i>	l_m	26.3 mH

2. Paramètres nominaux de la MSFA6 :

<i>Puissance nominale</i>	P_n	24 kW
<i>Tension nominale</i>	V_s	160 V
<i>Courant nominale</i>	I_n	47 A
<i>Couple nominale</i>	C_{em}	1800 N.m
<i>Fréquence nominale</i>	F_n	33.3 Hz
<i>Nombre de phases statoriques</i>	n	6
<i>Configuration</i>	-	2 étoiles
<i>Résistance statorique</i>	R_s	0.139 Ω
<i>EMF Constante (rms)</i>		0.72 V/rad/s
<i>Nombre de paires de pôles</i>	p	16

3. Paramètres du régulateur PI pour la MAS6 en mode sain et dégradé :

<i>Gain proportionnel</i>	5.56
<i>Gain action intégrale</i>	1383
<i>Coefficient d'amortissement</i>	1
<i>Pulsation naturelle</i>	475

4. Paramètres du régulateur PI pour la MSFA6 en mode sain et dégradé :

<i>Gain proportionnel</i>	3.54
<i>Gain action intégrale</i>	2600
<i>Coefficient d'amortissement</i>	0.707
<i>Pulsation naturelle</i>	1000

5. Paramètres du régulateur CSV pour la MAS6 en mode sain et dégradé :

<i>Gain proportionnel</i>	5000
<i>Pente de la droite de commutation</i>	200
<i>Gain de la commande discontinue</i>	5000

6. Paramètres du régulateur CSV pour la MSFA6 en mode sain et dégradé :

<i>Gain proportionnel</i>	9000
<i>Pente de la droite de commutation</i>	100
<i>Gain de la commande discontinue</i>	5000

7. Paramètres du régulateur par la logique floue en mode sain et dégradé pour la MAS6 :

<i>Facteur d'échelle de l'erreur</i>	k_1	1/1000
<i>Facteur d'échelle de la variation de l'erreur</i>	k_2	1/20000
<i>Facteur d'échelle de la sortie du régulateur flou</i>	k_3	150

8. Paramètres du régulateur par la logique floue en mode sain et dégradé pour la MSFA6 :

<i>Facteur d'échelle de l'erreur</i>	k_1	1/1000
<i>Facteur d'échelle de la variation de l'erreur</i>	k_2	1/30000
<i>Facteur d'échelle de la sortie du régulateur flou</i>	k_3	50

Bibliographie

- [1] « Global Offshore Wind Report 2020 ». [En ligne]. Disponible sur: <https://gwec.net/wp-content/uploads/2020/12/GWEC-Global-Offshore-Wind-Report-2020.pdf>
- [2] A. Gonzalez-Prieto, I. Gonzalez-Prieto, A. G. Yepes, M. J. Duran, et J. Doval-Gandoy, « Symmetrical Six-Phase Induction Machines: A Solution for Multiphase Direct Control Strategies », in *2021 22nd IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2021, vol. 1, p. 1362-1367.
- [3] M. Slunjski, O. Dordevic, M. Jones, et E. Levi, « Symmetrical/asymmetrical winding reconfiguration in multiphase machines », *IEEE Access*, vol. 8, p. 12835-12844, 2020.
- [4] P. Kumar, V. Rathore, et K. B. Yadav, « Fault Tolerance Study of Symmetrical Six-Phase Induction Drive », in *2020 First IEEE International Conference on Measurement, Instrumentation, Control and Automation (ICMICA)*, juin 2020, p. 1-6. doi: 10.1109/ICMICA48462.2020.9242835.
- [5] H. Che, M. J. Duran, E. Levi, H. Wooi-Ping, et N. Abd Rahim, « Postfault Operation of an Asymmetrical Six-Phase Induction Machine With Single and Two Isolated Neutral Points », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, p. 5406-5416, oct. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2293195.
- [6] I. Gonzalez, M. J. Duran, H. S. Che, E. Levi, et J. Aguado, « Fault-tolerant efficient control of six-phase induction generators in wind energy conversion systems with series-parallel machine-side converters », in *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, avr. 2014, p. 1-6. doi: 10.1049/cp.2014.0482.
- [7] A. Pantea *et al.*, « Fault-Tolerant Control of a Low-Speed Six-Phase Induction Generator for Wind Turbines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, n° 1, p. 426-436, janv. 2019, doi: 10.1109/TIA.2018.2870385.
- [8] I. González-Prieto, I. Zoric, M. J. Duran, et E. Levi, « Constrained Model Predictive Control in Nine-Phase Induction Motor Drives », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, n° 4, p. 1881-1889, déc. 2019, doi: 10.1109/TEC.2019.2929622.
- [9] H. Lu, J. Li, R. Qu, et D. Ye, « Fault-tolerant predictive current control with two-vector modulation for six-phase permanent magnet synchronous machine drives », *IET Electric Power Applications*, vol. 12, n° 2, p. 169-178, 2018, doi: 10.1049/iet-epa.2017.0331.
- [10] M. Taherzadeh, « Contribution to Fault Tolerant Control of Six-Phase Induction Generators », Amiens, 2015.
- [11] M. A. Fnaiech, « Commandes non-linéaires et intelligentes pour le positionnement précis des machines hexaphasées », Amiens, 2009.
- [12] M. Moghadasian, « Contribution à la commande intelligente des actionneurs asynchrones hexaphasés », Amiens, 2013.
- [13] G. Aroquiadassou, « Contribution à la conception et aux tests d'un actionneur électrique à induction hexaphase alimenté par un bus continu 42 V », Amiens, 2008.
- [14] A. Pantea, « Modélisation, simulation et contrôle d'une génératrice multiphasée à grand nombre de pôles pour l'éolien », Amiens, 2017.
- [15] T. Nurwati, « Contribution to fuzzy logic controller of six-phase induction generator for wind turbine application », Amiens, 2019.
- [16] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, et S. Williamson, « Multiphase induction motor drives - a technology status review », *IET Electric Power Applications*, vol. 1, n° 4, p. 489-516, juill. 2007.
- [17] L. Emil, *Multiphase AC Machines*. CRC Press, 2011.
- [18] E. Levi, « Advances in Converter Control and Innovative Exploitation of Additional Degrees of Freedom for Multiphase Machines », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 1, p. 433-448, 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2434999.
- [19] E. Levi, « Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n° 5, p. 1893-1909, mai 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918488.

- [20] R. H. Nelson et P. C. Krause, « Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Winding Sets », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, n° 3, p. 841-848, 1974, doi: 10.1109/TPAS.1974.293983.
- [21] A. González-Prieto, I. González-Prieto, A. G. Yepes, M. J. Duran, et J. Doval-Gandoy, « On the Advantages of Symmetrical Over Asymmetrical Multiphase AC Drives With Even Phase Number Using Direct Controllers », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, n° 8, p. 7639-7650, 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3104588.
- [22] H. RAHALI, « Commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile «MASDE» », UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA, 2020.
- [23] L. BENALIA, « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Université de Batna 2, 2010.
- [24] D. Hadiouche, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile: modélisation, alimentation et structure », Nancy 1, 2001.
- [25] A. Munim, H. Che, et M. Tousizadeh, « Effects of Zero-Sequence Transformations and Min-Max Injection on Fault-Tolerant Symmetrical Six-Phase Drives with Single Isolated Neutral », *Journal of power electronics*, p. 968-979, juill. 2019, doi: 10.6113/JPE.2019.19.4.968.
- [26] E. Levi, « Special issue on multi-phase motor drives », *EPE Journal*, vol. 14, n° 3, p. 4, 2004.
- [27] A. Pantea, T. Nurwati, A. Yazidi, F. Betin, S. Carriere, et G.-A. Capolino, « Fuzzy Logic Control of a Low Speed Six-Phase Induction Generator for Wind Turbines », in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Washington, DC, p. 5813-5818. Consulté le: 1 décembre 2019. [En ligne]. Disponible sur: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8591126/>
- [28] A. Pantea *et al.*, « Fault-Tolerant Control of a Low-Speed Six-Phase Induction Generator for Wind Turbines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, n° 1, p. 426-436, janv. 2019.
- [29] D. Dujic, M. Jones, et E. Levi, « Space vector PWM for nine-phase VSI with sinusoidal output voltage generation: Analysis and implementation », in *IECON 2007-33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2007, p. 1524-1529.
- [30] M. A. Abbas, R. Christen, et T. M. Jahns, « Six-phase voltage source inverter driven induction motor », *IEEE Transactions on industry applications*, n° 5, p. 1251-1259, 1984.
- [31] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, et J. C. White, « Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. I. Motor analysis », *IEEE Transactions on Energy conversion*, vol. 6, n° 4, p. 679-683, 1991.
- [32] A. S. Nanoty et A. R. Chudasama, « Design of multiphase induction motor for electric ship propulsion », in *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2011, p. 283-287.
- [33] Z. Liu, J. Wu, et L. Hao, « Coordinated and fault-tolerant control of tandem 15-phase induction motors in ship propulsion system », *IET Electric Power Applications*, vol. 12, n° 1, p. 91-97, 2018.
- [34] T. Zhao, S. Wu, et S. Cui, « Multiphase PMSM with asymmetric windings for more electric aircraft », *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 6, n° 4, p. 1592-1602, 2020.
- [35] R. Bojoi, L. Boggero, S. Comino, M. Fioriti, A. Tenconi, et S. Vaschetto, « Multiphase drives for hybrid-electric propulsion in light aircrafts: a viable solution », in *2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2018, p. 613-619.
- [36] J. Riveros, B. Bogado, J. Prieto, F. Barrero, S. Toral, et M. Jones, « Multiphase machines in propulsion drives of electric vehicles », in *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, 2010, p. T5-201-T5-206.
- [37] R. Hou, Y. Yang, et A. Emadi, « Hybrid electric locomotive powertrains », in *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 2014, p. 1-6.
- [38] X. Peng, Z. Liu, et D. Jiang, « A review of multiphase energy conversion in wind power generation », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 147, p. 111172, 2021.
- [39] J. Ribrant, « A survey of failures in wind power systems », Ph. D. thesis, KTH School of Electrical Engineering, 2006.
- [40] K. Idjdarene, « Contribution à l'étude et la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes », Lille 1, 2010.
- [41] S. Muller, M. Deicke, et R. W. De Doncker, « Doubly fed induction generator systems for wind turbines », *IEEE Industry applications magazine*, vol. 8, n° 3, p. 26-33, 2002.

- [42] P. Frédéric, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne: machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique à l'Ecole ..., 2003.
- [43] L. Quéval et H. Ohsaki, « Back-to-back converter design and control for synchronous generator-based wind turbines », in *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2012, p. 1-6.
- [44] Y. Zhang, H. Liu, et H. A. Mantooth, « Control strategy of high power converters with synchronous generator characteristics for PMSG-based wind power application », in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, p. 3180-3184.
- [45] H. S. Che, M. J. Duran, E. Levi, M. Jones, W.-P. Hew, et N. A. Rahim, « Postfault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 10, p. 5406-5416, 2013.
- [46] W. N. W. A. Munim, M. J. Duran, H. S. Che, M. Bermudez, I. Gonzalez-Prieto, et N. Abd Rahim, « A unified analysis of the fault tolerance capability in six-phase induction motor drives », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 10, p. 7824-7836, 2016.
- [47] J. K. Pandit, M. V. Aware, R. Nemade, et Y. Tatte, « Simplified implementation of synthetic vectors for DTC of asymmetric six-phase induction motor drives », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, n° 3, p. 2306-2318, 2018.
- [48] S. Carrière, F. Betin, G.-A. Capolino, M. Taherzadeh, M. Joorabian, et R. Kianinezhad, « Robust control of a six-phase induction generator under open-phase fault conditions », in *2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2016, p. 186-191.
- [49] F. Betin, D. Pinchon, et G.-A. Capolino, « Fuzzy logic applied to speed control of a stepping motor drive », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, n° 3, p. 610-622, 2000.
- [50] T. A. Lipo, « A dq model for six phase induction machines », 1980.
- [51] V. Fireșteanu, A.-I. Constantin, et C. Dumitru, « Finite Element Analysis of the Performances of the 3-Phase, 5-Phase, 7-Phase and 9-Phase Squirrel-Cage Induction Motors », in *2021 12th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, mars 2021, p. 1-6. doi: 10.1109/ATEE52255.2021.9425068.
- [52] A. Pantea, A. Yazidi, F. Betin, S. Carriere, et G.-A. Capolino, « Simulation and experimental control of six-phase induction generator for wind turbines », in *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2016, p. 1181-1186.
- [53] T. Nurwati, S. Carrière, F. Betin, et G.-A. Capolino, « A New Model for Six-Phase Induction Generator », in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, oct. 2019, vol. 1, p. 6181-6186. doi: 10.1109/IECON.2019.8927317.
- [54] G. Aroquiadassou, A. Cavagnino, H. Henao, A. Boglietti, et G.-A. Capolino, « A new circuit-oriented model for the analysis of six-phase induction machine performances », *Electric Power Systems Research*, vol. 78, n° 10, p. 1798-1805, 2008, doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2008.03.008>.
- [55] E. K. Appiah, A. A. Jimoh, G. M'boungui, et J. L. Munda, « Effects of slot opening on the performance of a six phase squirrel cage induction machine using finite element and field analysis », in *2013 Africon*, 2013, p. 1-5.
- [56] A. Pantea, A. Yazidi, F. Betin, G. A. Capolino, et V. Lanfranchi, « Six-phase Axial Flux Permanent Magnet generator model: Simulation and experimental validation », in *2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, juin 2016, p. 192-197. doi: 10.1109/ISIE.2016.7744888.
- [57] F. Betin et G. Capolino, « Sliding mode control for electrical drives », in *2015 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, mai 2015, p. 1043-1048. doi: 10.1109/IEMDC.2015.7409190.
- [58] Y. Geng, Z. Lai, Y. Li, D. Wang, R. Chen, et P. Zheng, « Sensorless Fault-Tolerant Control Strategy of Six-Phase Induction Machine Based on Harmonic Suppression and Sliding Mode Observer », *IEEE Access*, vol. 7, p. 110086-110102, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2933407.
- [59] J. Rodas, I. Gonzalez-Prieto, Y. Kali, M. Saad, et J. Doval-Gandoy, « Recent advances in model predictive and sliding mode current control techniques of multiphase induction machines », *Frontiers in Energy Research*, vol. 9, p. 445, 2021.

- [60] B. Bogado, F. Barrero, M. R. Arahal, S. Toral, et E. Levi, « Sensitivity to electrical parameter variations of predictive current control in multiphase drives », in *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, p. 5215-5220.
- [61] A. Pantea *et al.*, « Six-Phase Induction Machine Model for Electrical Fault Simulation Using the Circuit-Oriented Method », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 1, p. 494-503, janv. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2493727.
- [62] M. Morawiec, P. Strankowski, A. Lewicki, J. Guziński, et F. Wilczyński, « Feedback control of multiphase induction machines with backstepping technique », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, n° 6, p. 4305-4314, 2019.
- [63] H. Echeikh, R. Trabelsi, A. Iqbal, N. Bianchi, et M. F. Mimouni, « Comparative study between the rotor flux oriented control and non-linear backstepping control of a five-phase induction motor drive—an experimental validation », *IET Power Electronics*, vol. 9, n° 13, p. 2510-2521, 2016.
- [64] M. A. Fnaiech, F. Betin, G.-A. Capolino, et F. Fnaiech, « Fuzzy logic and sliding-mode controls applied to six-phase induction machine with open phases », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n° 1, p. 354-364, 2009.
- [65] G. Rezaadeh, F. Tahami, G.-A. Capolino, S. Vaschetto, Z. Nasiri-Gheidari, et H. Henao, « Improvement of Concentrated Winding Layouts for Six-Phase Squirrel Cage Induction Motors », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 35, n° 4, p. 1727-1735, déc. 2020, doi: 10.1109/TEC.2020.2995433.
- [66] Z. Song, C. Liu, Z. Dong, et R. Huang, « Improved Multi-Stage Decoupling Space Vector Modulation for Asymmetrical Multi-Phase PMSM with Series Winding Connection », *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022.
- [67] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin, et G. Capolino, « Modeling and Control of Six-Phase Symmetrical Induction Machine Under Fault Condition Due to Open Phases », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n° 5, p. 1966-1977, mai 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918479.
- [68] E. Levi, « Multiphase AC Machines », in *The Industrial Electronics Handbook*, CRC Press, 2011. doi: 10.1201/b10643-6.
- [69] G. K. Singh, K. Nam, et S. K. Lim, « A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, n° 4, p. 1177-1184, août 2005, doi: 10.1109/TIE.2005.851593.
- [70] X. PESSOLES, « Chapter 5 - Study of second-order fundamental systems (in French) ». 2014. [En ligne]. Disponible sur: http://xpesoles.ptsi.free.fr/fichiers/PDF_VRAC/5_ordre2.pdf
- [71] M. Corinthios, *Signals, systems, transforms, and digital signal processing with MATLAB (Chapter 5: System Modeling, Time and Frequency Response)*. CRC Press, 2018.
- [72] Z. Cao, A. Mahmoudi, S. Kahourzade, et W. L. Soong, « An Overview of Axial-Flux Induction Machine », in *2021 31st Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, sept. 2021, p. 1-6. doi: 10.1109/AUPEC52110.2021.9597784.
- [73] S. Huang, M. Aydın, et T. A. Lipo, « TORUS concept machines: pre-prototyping design assessment for two major topologies », in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, sept. 2001, vol. 3, p. 1619-1625 vol.3. doi: 10.1109/IAS.2001.955751.
- [74] R. Mirzahosseini, A. Darabi, et M. Assili, « Magnet shifting for back EMF improvement and torque ripple reduction of a TORUS-type nonslotted axial flux permanent magnet machine », *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 30, n° 4, p. e12293, 2020, doi: 10.1002/2050-7038.12293.
- [75] B. Zhang, T. Epskamp, M. Doppelbauer, et M. Gregor, « A comparison of the transverse, axial and radial flux PM synchronous motors for electric vehicle », in *2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*, déc. 2014, p. 1-6. doi: 10.1109/IEVC.2014.7056197.
- [76] B. Anvari, P. Guedes-Pinto, et R. Lee, « Dual Rotor Axial Flux Permanent Magnet Motor using PCB Stator », in *2021 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2021, p. 1-7.
- [77] A. F. Filippov, *Differential equations with discontinuous righthand sides: control systems*, vol. 18. Springer Science & Business Media, 2013.

- [78] A. F. Filippov, « Classical solutions of differential equations with multi-valued right-hand side », *SIAM Journal on Control*, vol. 5, n° 4, p. 609-621, 1967.
- [79] S. V. Emelyanov, « Variable structure control systems », *Moscow, Nouka*, 1967.
- [80] W. Gao et J. C. Hung, « Variable structure control of nonlinear systems: A new approach », *IEEE transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, n° 1, p. 45-55, 1993.
- [81] J. A. Goguen, « LA Zadeh. Fuzzy sets. Information and control, vol. 8 (1965), pp. 338–353.-LA Zadeh. Similarity relations and fuzzy orderings. Information sciences, vol. 3 (1971), pp. 177–200. », *The Journal of Symbolic Logic*, vol. 38, n° 4, p. 656-657, 1973.
- [82] J.-J. Slotine et J. A. Coetsee, « Adaptive sliding controller synthesis for non-linear systems », *International Journal of Control*, vol. 43, n° 6, p. 1631-1651, 1986.
- [83] Y. V. Dolgolenko, « Sliding modes in relay indirect control systems », in *Proceeding of 2nd All-Union Conference on Control*, 1955, vol. 1.
- [84] U. Itkis, *Control Systems of Variable Structure*. Wiley, 1976. [En ligne]. Disponible sur: https://books.google.fr/books?id=_A4oAQAAMAAJ
- [85] A. Polyakov et L. Fridman, « Stability notions and Lyapunov functions for sliding mode control systems », *Journal of the Franklin Institute*, vol. 351, n° 4, p. 1831-1865, 2014.
- [86] K. Furuta, « Sliding mode control of a discrete system », *Systems & Control Letters*, vol. 14, n° 2, p. 145-152, 1990.
- [87] S. Sastry, « Lyapunov stability theory », in *Nonlinear systems*, Springer, 1999, p. 182-234.
- [88] J.-J. E. Slotine, « Sliding controller design for non-linear systems », *International Journal of control*, vol. 40, n° 2, p. 421-434, 1984.
- [89] A. G. Filippov, « Application of the theory of differential equations with discontinuous right-hand sides to non-linear problems in automatic control », *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 1, n° 1, p. 933-937, 1960.
- [90] A. G. Aissaoui, H. Abid, M. Abid, et A. Tahour, « Commande par la logique floue et mode glissant d'une machine synchrone autopilotée », *Rev. Roum. Sci. Techn.-Électrotechn. et Énerg.*, vol. 52, n° 1, p. 89-103, 2007.
- [91] S. Taraft, D. Rékioua, et D. Aouzellag, « Commande en mode glissant de la MADA dans une éolienne à vitesse variable connectée au réseau », *Revue des Energies Renouvelables SMEE*, vol. 10, p. 337-346, 2010.
- [92] S. V. Emelyanov, « Automatic control systems with variable structure », FOREIGN TECHNOLOGY DIV WRIGHT-PATTERSON AFB OHIO, 1970.
- [93] C.-Y. Wan, S.-C. Kim, et B. K. Bose, « Robust position control of induction motor using fuzzy logic control », in *Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1992, p. 472-481.
- [94] B. Heber, L. Xu, et Y. Tang, « Fuzzy logic enhanced speed control of an indirect field-oriented induction machine drive », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, n° 5, p. 772-778, 1997.
- [95] P. Melin et O. Castillo, « Intelligent control of a stepping motor drive using a hybrid neuro-fuzzy approach », *Soft Computing*, vol. 8, n° 8, p. 546-555, 2004.
- [96] C. Wang et Z. Q. Zhu, « Fuzzy Logic Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Machine and Feedback Voltage Ripple Reduction in Flux-Weakening Operation Region », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, n° 2, p. 1505-1517, mars 2020, doi: 10.1109/TIA.2020.2967673.
- [97] A. N. B. Alsammak, « Fuzzy Logic based Power Factor Control of Synchronous Machine », *International Journal of Computer Applications*, vol. 975, p. 8887.
- [98] G. J. Klir et B. Yuan, *Fuzzy Sets, Fuzzy Logic, and Fuzzy Systems: Selected Papers by Lotfi A Zadeh*, vol. 6. World Scientific, 1996.
- [99] L. Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », phdthesis, Université Henri Poincaré - Nancy I, 1999. Consulté le: 10 janvier 2022. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00356891>
- [100] A. Pantea, O. Bouyahia, A. Abdallah, A. Yazidi, et F. Betin, « Fault Tolerant Fuzzy Logic Control of a 6-Phase Induction Generator for Wind Turbine Energy Production », *Electric Power Components and Systems*, p. 1-11, 2021.

- [101] E. H. Mamdani, « A fuzzy rule-based method of controlling dynamic processes », in *1981 20th IEEE Conference on Decision and Control including the Symposium on Adaptive Processes*, 1981, p. 1098-1103.

Publications

Revues internationales [4] :

[RI1] A. Pantea, **O. Bouyahia**, A. Abdallah, A. Yazidi, et F. Betin, « Fault Tolerant Fuzzy Logic Control of a 6-Phase Induction Generator for Wind Turbine Energy Production », vol. 49, n° 8, p. 756-766, Jan. 2022.

DOI: [10.1080/15325008.2021.2002476](https://doi.org/10.1080/15325008.2021.2002476)

[RI2] **O. Bouyahia**, F. Betin, et A. Yazidi, « Fault-Tolerant Fuzzy Logic Control of a 6-Phase Axial Flux Permanent-Magnet Synchronous Generator », *Energies*, vol. 15, no 4, Art. n°4, Fév. 2022.

DOI: [10.3390/en15041301](https://doi.org/10.3390/en15041301)

[RI3] **O. Bouyahia**, F. Betin, et A. Yazidi, « Fault Tolerant Variable Structure Control Of Six-phase Induction Generator For Wind Turbines », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 37, n°3, pp. 1579-1588, Sept. 2022.

DOI: [10.1109/TEC.2022.3168791](https://doi.org/10.1109/TEC.2022.3168791)

[RI4] **O. Bouyahia**, F. Betin, et A. Yazidi, "Optimal Sliding Mode Control of a Symmetrical Six-Phase Induction Generator for Wind Turbines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, p. 1-10, 2022.

DOI: [10.1109/TIA.2022.3195971](https://doi.org/10.1109/TIA.2022.3195971)

Conférences internationales [3] :

[C1] **O. Bouyahia**, F. Betin, et A. Yazidi, « Fault-tolerant Variable Structure Control Of a Low Speed 6-Phase Induction Generator », *2021 IEEE 13th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, août 2021, vol. 1, p. 92-98.

DOI: [10.1109/SDEMPED51010.2021.9605553](https://doi.org/10.1109/SDEMPED51010.2021.9605553)

[C2] **O. Bouyahia**, F. Betin, et A. Yazidi, « Robust Control Based on Variable Structure of a Symmetrical Six Phase PMSM For Wind Turbine », *2022 IEEE 21st Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, juin 2022, p.171-176.

DOI: [10.1109/MELECON53508.2022.9842966](https://doi.org/10.1109/MELECON53508.2022.9842966)

[C3] **O. Bouyahia**, A. Yazidi et F. Betin, "Comparative Study of Robust Current Control Strategies for Multiphase Induction Generator," *2022 IEEE 25th International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, septembre 2022, pp. 387-393.

DOI: [10.1109/ICEM51905.2022.9910647](https://doi.org/10.1109/ICEM51905.2022.9910647)

Intitulé du sujet de thèse : « Génération électrique tolérantes aux défauts à base de structures multiphasées : comparaison, choix d'une technologie, transfert technologique »

Résumé du sujet de thèse : Le projet de cette thèse consiste en la définition d'une génératrice multiphasée tolérante aux défauts permettant d'accroître la fiabilité d'une chaîne de production électrique. En effet, quelle que soit l'énergie primaire fossile (pétrole, gaz, charbon) ou renouvelable (hydraulique, éolien, biomasse, solaire) utilisée en amont, il faut pour la transformer en énergie électrique une chaîne de conversion basée sur une génératrice électrique et ce quel que soit le niveau de puissance (du kW au MW). Cet élément, basiquement de structure triphasée, est sujet à pannes lors de la perte d'une phase. Aussi, en multipliant le nombre de phases, la production peut perdurer pour peu qu'il reste trois phases actives. Néanmoins, même si la génération est toujours possible, il faut définir une commande intelligente s'adaptant au défaut et pilotant le convertisseur de puissance de manière à maintenir une production d'énergie électrique propre respectant les règles imposées par le réseau électrique national.

Mots clés : Commande tolérantes aux défauts; Commande intelligente; Machine multiphasée.

Title : « Fault tolerant electrical contribution based on multiphase structures : comparison, choice of technology, technology transfer »

Abstract : The project of this thesis consists in the definition of a fault tolerant multiphase generator allowing to increase the reliability of a production line. In fact, whatever the fossil fuel (oil, gas, coal) or renewable (hydraulic, wind, biomass, solar) primary energy used upstream, it is necessary to transform it into electric energy a conversion chain based on an electric generator. whatever the power level (from kW to MW). This element, basically of three-phase structure, is subject to failures during the loss of a phase. Also, by multiplying the number of phases, the production can continue if three active phases remain. Nevertheless, even if the generation is still possible, it is necessary to define an intelligent control that adapts to the fault and drives the power converter so as to maintain a clean power generation complying with the rules imposed by the national power grid.

Keywords: Fault tolerant control; Advanced control; Multiphase machine.