



# Commande crone appliquée à l'optimisation de la production d'une éolienne

Benjamin Feytout

► **To cite this version:**

Benjamin Feytout. Commande crone appliquée à l'optimisation de la production d'une éolienne. Autre [cond-mat.other]. Université Sciences et Technologies - Bordeaux I, 2013. Français. <NNT : 2014BOR14946>. <tel-01249525>

**HAL Id: tel-01249525**

**<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01249525>**

Submitted on 4 Jan 2016

**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.

N° d'ordre : 4946

# THÈSE

PRÉSENTÉE À

## L'UNIVERSITÉ BORDEAUX 1

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR

Par

**Benjamin FEYTOUT**

**Ingénieur ENSEIRB-MATMÉCA**

POUR OBTENIR LE GRADE DE

**DOCTEUR**

SPÉCIALITÉ : AUTOMATIQUE ET PRODUCTIQUE, SIGNAL ET IMAGE

---

### COMMANDE CRONE APPLIQUÉE À L'OPTIMISATION DE LA PRODUCTION D'UNE ÉOLIENNE

---

Soutenue le 11 Décembre 2013

Après avis de : MM **Haritza CAMBLONG**

**Xavier GUILLAUD**

Devant la commission d'examen formée de :

MM. <b>Haritza CAMBLONG</b>	Professeur, Université du Pays Basque, San Sebastián	<i>Rapporteur</i>
<b>Xavier GUILLAUD</b>	Professeur, École Centrale de Lille	<i>Rapporteur</i>
<b>Ali KHENCHAF</b>	Professeur, ENSTA Bretagne, Brest	<i>Président du Jury</i>
<b>Ruddy BLONBOU</b>	Maître de Conférences, UAG	<i>Examineur</i>
<b>Xavier ROBOAM</b>	Directeur de Recherche CNRS – LAPLACE Toulouse	<i>Examineur</i>
<b>Alain OUSTALOUP</b>	Professeur, IPB	<i>Invité</i>
<b>Jocelyn SABATIER</b>	Professeur, IUT de Bordeaux	<i>Directeur de thèse</i>
<b>Patrick LANUSSE</b>	Maître de Conférences, IPB	<i>Co-directeur de thèse</i>
<b>Serge GRACIA</b>	Directeur Industriel VALEOL	<i>Encadrant industriel</i>

Laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système – UMR 5218 CNRS, Département LAPS

Université Bordeaux 1 – Institut Polytechnique de Bordeaux (IPB)

351 cours de la Libération-33405 TALENCE cedex- France

– 2013 –

**CONFIDENTIEL VALEOL**







# REMERCIEMENTS

Ce manuscrit est le fruit du travail d'un peu plus de trois ans au sein du Laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système et de VALEOL, dans le cadre d'une thèse CIFRE. Les contributions apportées sont certes scientifiques mais également humaines au quotidien par beaucoup de personnes de près ou de loin (voire très loin).

Je remercie tout d'abord mes directeurs de thèse Jocelyn SABATIER et Patrick LANUSSE, à qui je témoigne une grande reconnaissance pour leur encadrement et leur disponibilité à toute heure. Ils ont su me guider pour mener à bien ces travaux et me transmettre une infime partie de leur savoir sur la commande CRONE et l'Automatique en général.

Je tiens également à remercier sincèrement mon tuteur et responsable en entreprise, Serge GRACIA, pour sa confiance et l'ensemble des valeurs tant professionnelles que personnelles transmises durant ces années. Le secteur éolien (en ne se limitant qu'à ce domaine) n'a que peu de secrets pour lui, mais ce fut et ce sera un plaisir de travailler à ses côtés pour les percer à jour.

Mes remerciements s'adressent également aux rapporteurs et membres du jury, en particulier Haritza CAMBLONG et Xavier GUILLAUD, pour leur regard critique et pertinent sur mes travaux permettant l'amélioration de ce mémoire, Ali KHENCHAF qui m'a fait l'honneur de présider le jury, à Xavier ROBOAM et Ruddy BLONBOU pour l'attention portée à cette étude.

J'ai partagé plus de trois ans, au laboratoire IMS le quotidien de l'équipe CRONE dirigée par M. Alain OUSTALOUP, qui par son enthousiasme et son amour des Sciences, a donné une dimension unique à ma thèse. Je le remercie, ainsi que l'ensemble de l'équipe des permanents : Pierre, Xavier, Rachid, Christophe, André et Stéphane, pour leurs contributions tant humaines que scientifiques, sans oublier la Team des doctorants à commencer par les co-bureaux au fil du temps et des bâtiments : Lamine, Teuteu, Mathieu C., Huy Cuong, Antoine ; ainsi que Mathieu P., Asma, Nico, Firas, Elena, Sergueï, Junior, Audrèy, et Aurore. Je ne

compte plus les délires et autres fous rires : continuez de cultiver cet esprit convivial qui n'a jamais fait défaut et qui me manque déjà ! Un grand merci également à Mariely et Antoine pour leur précieuse contribution sur ces travaux, avec lesquels j'ai longuement échangé et qui m'ont éclairé par leurs études et remarques sur certains domaines. Je n'oublie pas Zoé, Mickaël, Fred, Guillaume et Hector que je remercie pour les cafés partagés ou les indispensables parties de squash ; et bien sûr l'ensemble du personnel du laboratoire.

Je continue en remerciant mes collègues : Bastien qui me supporte depuis les débuts de l'aventure VALEOL, Nicolas toujours de bonne humeur, Xin à qui je souhaite la même réussite que moi, Karine et ses essais culinaires, Mélina et Valérie. Je remercie également l'ensemble des personnes du groupe VALOREM avec qui j'ai pu travailler et/ou échanger tout au long de ces trois ans, et en particulier les gars de VALEMO pour les bons moments passés sur site.

De part leur présence importante et indispensable, je remercie également mes proches à commencer par mes parents, mon frère, ma sœur et ma belle-sœur pour leur soutien et leurs encouragements. J'ai enfin une réponse à leur donner à la question récurrente « Et ta thèse, ça se finit bientôt ? ». Mes remerciements à l'ensemble de mes amis (tous les citer serait un exercice trop long mais je n'oublie personne, amis d'enfance, du lycée, de l'Enseirb, les Kikis), avec une pensée très particulière et forte pour Nicolas G., Ami et Binôme Génialissime des années Enseirb.

Pour terminer, je remercie Estelle pour m'avoir encouragé et supporté durant ces années ; elle a fait preuve de patience et de compréhension comme personne et j'espère pouvoir faire de même un jour pour elle. Ce travail n'aurait jamais pu aboutir sans toute son énergie pour me motiver dans la dernière ligne droite.







# TABLES DES MATIÈRES

Remerciements .....	5
Tables des matières .....	9
Tables des Figures .....	13
Liste des Tableaux.....	21
Introduction générale.....	23
Contexte - la filière éolienne en 2013 .....	24
VALOREM, acteur indépendant et novateur .....	25
Contributions et organisation de la thèse .....	33
Chapitre 1 - Introduction – La filière éolienne en 2013 .....	35
1.1 Introduction aux éoliennes en 2013.....	36
1.2 Modélisations et simulations d'éoliennes .....	38
1.3 Vision d'ensemble sur la problématique des charges structurelles sur une éolienne.....	40
1.4 État de l'art des solutions contre le givre .....	44
1.5 Conclusion.....	49
Chapitre 2 - Modélisation d'une éolienne et synthèse d'un régulateur CRONE .....	51
2.1 Introduction .....	55
2.2 Loi de commande robuste d'ordre non entier pour les systèmes scalaires .....	57
2.3 Stratégies CRONE de première génération.....	58
2.3.1 Principe .....	58
2.3.2 Commande CRONE de première génération et régulateur PID .....	60
2.4 Stratégie CRONE de deuxième et troisième générations.....	65
2.4.1 Stratégie CRONE de deuxième génération.....	68

2.4.2	Stratégie CRONE de troisième génération .....	71
2.4.3	Le gabarit généralisé .....	73
2.4.4	Boucle ouverte fractionnaire incluant le gabarit généralisé.....	74
2.4.5	Le gabarit généralisé optimal.....	75
2.4.6	Gabarit curviligne .....	78
2.5	Modélisation et commande CRONE d'une éolienne à vitesse variable intégrant un variateur mécanique .....	80
2.5.1	Description du système .....	80
2.5.2	Modélisation du système.....	83
2.5.3	Linéarisation du modèle.....	86
2.5.4	Spécifications.....	91
2.5.5	Synthèse de la loi de commande.....	91
2.5.6	Résultats de simulation .....	94
2.5.7	Application au cas réel : simulation avec vent réel.....	96
2.6	Conclusions .....	99
Chapitre 3 - Vers une automatisation de l'optimisation de régulateurs CRONE et application à la commande d'une éolienne.....		101
3.1	Introduction .....	103
3.2	Utilisation du critère initial sur un exemple académique .....	104
3.3	Nouveaux critères d'optimisation .....	107
3.4	Conclusions .....	126
Chapitre 4 - Synthèse de régulateurs pour la réduction des vibrations structurelles d'une éolienne. ....		127
4.1	Problématique.....	130
4.2	Sollicitations des modes souples .....	130
4.3	Méthode de contrôle.....	137

4.4	Systèmes non stationnaires à coefficients périodiques.....	141
4.5	Application à la réduction des charges sur une éolienne.....	154
4.6	Conclusions .....	175
Chapitre 5 - Projet Ice&Wind <sup>®</sup> .....		177
Système de Dégivrage de pales d'éoliennes.....		177
5.1	Contexte .....	180
5.2	Modélisation thermique du système.....	181
5.3	Présentation des prototypes .....	185
5.4	Régulation de la température de la peinture .....	190
5.5	Détection du givre .....	204
5.6	Conclusions sur le projet Ice&Wind .....	221
Conclusion générale et perspectives.....		223
Annexes .....		227
Références .....		239
Bibliographie de l'auteur.....		252
Résumé.....		253
Abstract .....		253



# TABLES DES FIGURES

Figure 1 : Production nette d'électricité en France [EIA et RTE, 2013].....	26
Figure 2 : Atlas éolien européen [Risø National Laboratory, 1989] .....	26
Figure 3 : Potentiel éolien français à une altitude de 100m par rapport au sol [Météo France, 2013].....	27
Figure 4 : Panorama 2012 de l'énergie éolienne en France [SER-2, 2012].....	28
Figure 5 : Vitesse moyenne du vent selon l'altitude (source SER-FEE) .....	29
Figure 6 : Augmentation de la taille moyenne des éoliennes dans le temps [IPCC, 2011]. ....	30
Figure 1.1 : Schéma d'ensemble d'une éolienne.....	36
Figure 1.2 : Architectures des éoliennes présentes sur le marché [Multon <i>et al.</i> , 2004].....	37
Figure 1.3 : Orientations possibles des pales et de la nacelle [National Instruments, 2008] ...	41
Figure 1.4 : Rafale de vent définie par [GL,2005] (extreme operating gust).....	43
Figure 1.5 : Givrage de l'intrados et extrados .....	45
Figure 1.6 : Accumulation de givre sur le bord d'attaque.....	45
Figure 2.1: Schéma de la boucle de commande .....	57
Figure 2.2 : Diagramme de Bode du régulateur, du procédé et de la boucle ouverte .....	59
Figure 2.3 : Réponse fréquentielle de la version fractionnaire de $KF$ et réelle $KR$ d'un régulateur CRONE à phase constante d'ordre non entier $\nu$ .....	60
Figure 2.4 : Réponse fréquentielle du procédé nominal ( $-$ ) et de deux procédés reparamétrés ( $-$ et $-$ ).....	61
Figure 2.5 : Comparaison des régulateurs obtenus .....	62
Figure 2.6 : Diagramme de Nichols des boucles ouvertes nominales liées au régulateur .....	62
Figure 2.7 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte CRONE pour les procédés nominal et reparamétrés .....	63
Figure 2.8 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte intégrant le PID pour les procédés nominal ( $--$ ) et reparamétrés ( $- -$ et $- -$ ).....	63
Figure 2.9 : Réponses indicielles de la boucle fermée intégrant un régulateur CRONE .....	64
Figure 2.10 : Réponses indicielles de la boucle fermée intégrant un régulateur PID .....	64
Figure 2.11 : Diagramme de Bode de la réponse fréquentielle de la boucle ouverte fractionnaire définie par Bode.....	65
Figure 2.12 : Schéma de commande équivalent au problème de Tustin.....	66

Figure 2.13 : Lieu de Nichols de $\beta(j\omega)$ pour un ordre de dérivation $\nu$ complexe (1) et réel (2) .....	67
Figure 2.14 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte fractionnaire augmentée des parties hautes et basses fréquences .....	70
Figure 2.15 : Diagramme de phase du procédé nominal, du régulateur et de la boucle ouverte .....	70
Figure 2.16 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte nominale (–) et des domaines d’incertitudes (–) (a) dans le cas d’une stratégie CRONE de deuxième génération, (b) dans le cas d’une stratégie CRONE de troisième génération .....	71
Figure 2.17 : Variation du degré de stabilité dans le cas général avec une stratégie CRONE de deuxième génération.....	72
Figure 2.18 : Lieu de Nichols de la boucle ouverte nominale et de ses domaines d’incertitude dans le cas d’un gabarit généralisé quelconque (1) et du gabarit (généralisé) optimal (2) .....	76
Figure 2.19 : Contraintes de performance sur la fonction de sensibilité complémentaire .....	77
Figure 2.20 : Contraintes de performance sur la fonction de sensibilité.....	77
Figure 2.21 : Gabarit généralisé (1--), ensemble de gabarits généralisés (2 –) et gabarit curviligne (3--) .....	78
Figure 2.22 : Courbe de puissance d’une éolienne [Partnerships for Renewables] .....	80
Figure 2.23 : Illustration de la méthode MPPT [Muyeen <i>et al.</i> , 2011] .....	82
Figure 2.24 : Train épicycloïdal [The Mathworks, 2010] .....	82
Figure 2.25 : Architecture de l’éolienne étudiée .....	83
Figure 2.26 : Modèle SIMULINK <sup>®</sup> de l’éolienne considérée .....	84
Figure 2.27 : Comparaison des courbes de puissance de référence et simulée et points de fonctionnement considérés pour la linéarisation du modèle .....	87
Figure 2.28 : Schéma bloc de l’éolienne .....	87
Figure 2.29 : Modèle linéaire équivalent de l’éolienne.....	88
Figure 2.30 : Diagramme de Bode du système SISO dont l’entrée est le couple du planétaire et dont la sortie est la vitesse de l’arbre lent .....	90
Figure 2.31 : Diagrammes de Bode du système SISO dont l’entrée est la vitesse du vent et dont la sortie est la vitesse de l’arbre lent .....	90
Figure 2.32 : Fonction de transfert de la boucle ouverte $\beta(s)$ nominale (–) et perturbée (–)...	92
Figure 2.33 : Fonctions de sensibilité ( $T$ , $S$ , $KS$ , $GS$ ) de la boucle fermée avec contraintes (---) .....	92

Figure 2.34 : Modèle linéaire de l'éolienne et filtre feedforward associé au régulateur.....	93
Figure 2.35 : Entrée de vent utilisée en simulation .....	94
Figure 2.36 : Variations de la vitesse de l'arbre lent en réponse aux échelons de vitesse de vent .....	94
Figure 2.37 : Couple appliqué au planétaire .....	95
Figure 2.38 : Comparaison de la puissance générée avec les contrôleurs CRONE et le PIF...	96
Figure 2.39 : Entrée en vent avec et sans filtrage.....	97
Figure 2.40 : Comparaison de la vitesse de l'arbre lent avec les régulateurs CRONE et PIF .	97
Figure 2.41 : Couple appliqué au planétaire avec un vent réel .....	98
Figure 2.42 : Puissance générée avec un vent réel .....	99
Figure 3.1 : Schéma de la boucle de commande .....	103
Figure 3.2 : Diagramme de Bode du procédé G.....	105
Figure 3.3 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte $\beta_0$ .....	106
Figure 3.4 : Diagramme de Bode du régulateur après optimisation.....	106
Figure 3.5 : Valeurs nominales et extrêmes des fonctions de sensibilité $T$ , $S$ , $KS$ et $GS$ et contraintes fréquentielles $T_l$ , $T_u$ , $S_u$ , $KS_u$ et $GS_u$ (---) .....	107
Figure 3.6 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte $\beta_0$ .....	110
Figure 3.7 : Diagrammes de Bode des 4 régulateurs après optimisation .....	111
Figure 3.8 : Comparaison des fonctions de sensibilité obtenues après optimisation avec les 4 critères $J$ , $J_{ME}$ , $J_{GS}$ et $J_S$ .....	111
Figure 3.9 : Schéma SIMULINK <sup>®</sup> du système en boucle fermée. ....	113
Figure 3.10 : Création de la vitesse de référence. ....	114
Figure 3.11 : Bloc régulateur générant le couple et la puissance produits par l'éolienne.....	114
Figure 3.12 : Schéma d'ensemble d'une éolienne.....	115
Figure 3.13 : Diagramme de Bode du procédé pour différentes vitesses de vent .....	116
Figure 3.14 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte $\beta_0$ .....	117
Figure 3.15 : Diagrammes de Bode des quatre régulateurs après optimisation .....	118
Figure 3.16 : Fonction de sensibilité $T(s)$ .....	118
Figure 3.17 : Fonction de sensibilité $S(s)$ .....	119
Figure 3.18 : Fonction de sensibilité $SG(s)$ .....	119
Figure 3.19 : Fonction de sensibilité $KS(s)$ .....	120



Figure 3.20 : Vitesse de rotation de l'arbre rapide, couple électromagnétique et puissance de la génératrice lors d'un échelon de vitesse de vent de 7 à 8 m/s.....	120
Figure 3.21 : Vitesse de rotation de l'arbre rapide d'un échelon de vitesse de vent de 5 à 6 m/s. ....	121
Figure 3.22 : Vitesse de rotation de l'arbre rapide d'un échelon de vitesse de vent de 9 à 10 m/s. ....	121
Figure 3.23 : Vent généré par <i>TurbSim</i> avec une moyenne de 8m/s.....	122
Figure 3.24 : Comparaison entre les signaux de vent réel et vent filtré.....	123
Figure 3.25 : Zoom sur la vitesse de l'arbre rapide.....	124
Figure 3.26 : Zoom sur le couple de la génératrice.....	124
Figure 3.27 : Puissance électrique générée.....	125
Figure 4.1 : <b>(a)</b> : Définition de l'azimut $\psi$ et repère fixe rattaché à la nacelle, <b>(b)</b> : Repère tournant attaché à la pale $i$ .....	131
Figure 4.2 : Illustration du cisaillement du vent.....	132
Figure 4.3 : Gradient de vent <b>(a)</b> et vitesse vue par la flèche d'une pale <b>(b)</b> .....	133
Figure 4.4 : Positionnement du rotor par rapport à la nacelle.....	134
Figure 4.5 : Vitesse « vue » par l'extrémité de la pale en fonction de la position du rotor ..	135
Figure 4.6 : Schéma et dimensions utilisées dans la relation (4.4).....	135
Figure 4.7 : Illustration d'un vent mal orienté par rapport à l'axe de la nacelle.....	136
Figure 4.8 : Courbe de puissance d'une éolienne [Partnerships for Renewables].....	137
Figure 4.9 : Vrillage d'une pale.....	138
Figure 4.10 : Projection d'un repère tournant triphasé vers un repère fixe diphasé.....	140
Figure 4.11 : Allure des signaux de commande de pitch pour chaque pale.....	141
Figure 4.12 : Mise en contre réaction de deux systèmes T-périodiques.....	149
Figure 4.13 : Système en boucle fermée considéré dans le théorème 7.....	153
Figure 4.14 : Contour de Nyquist $\tilde{N}$ considéré (les $\times$ représentent les exposants caractéristiques du système en boucle ouverte).....	153
Figure 4.15: Système en boucle fermée considéré dans le théorème 8.....	154
Figure 4.16 : Schéma bloc SIMULINK® du modèle d'éolienne <i>FAST</i> en boucle ouverte.....	154
Figure 4.17 : Réponse du système à des échelons de 0.05 radians sur chaque entrée.....	155
Figure 4.18 : Zoom sur les trois caractéristiques de la réponse du système.....	156
Figure 4.19 : Comparaison entre le modèle <i>FAST</i> et le modèle identifié.....	158

Figure 4.20 : Schéma SIMULINK <sup>®</sup> pour la validation de la représentation par réponse fréquentielle non stationnaire .....	161
Figure 4.21 : Système en boucle fermée pour l’annulation des moments transmis à la nacelle .....	162
Figure 4.22 : Lieu de $\det\mathbf{C}(p)\mathbb{H}(p)$ lorsque $p$ parcourt le contour de Nyquist $\tilde{N}$ ( <b>a</b> ) avec zoom autour du point critique ( <b>b</b> ). .....	163
Figure 4.23 : Variations des vitesses du vent selon les axes $\vec{X}_{NR}, \vec{Y}_{NR}, \vec{Z}_{NR}$ .....	164
Figure 4.24 : Allure des commandes d’angle de pitch pour chaque pale.....	164
Figure 4.25 : Évolution de la consigne du pitch collectif selon la vitesse du vent.....	165
Figure 4.26 : Comparaison des réponses du système avec et sans régulateur cyclique .....	165
Figure 4.27 : Schéma SIMULINK <sup>®</sup> du détecteur synchrone.....	167
Figure 4.28 : Boucle de correction des oscillations.....	167
Figure 4.29 : Réponse du système à identifier .....	169
Figure 4.30 : Système complet .....	171
Figure 4.31 : Simulation du système complet .....	172
Figure 4.32 : Vent turbulent utilisé pour la simulation .....	173
Figure 4.33 : Moments selon $\vec{Y}_{NR}$ et $\vec{Z}_{NR}$ .....	174
Figure 4.34 : Angle de pitch de chaque pale durant la simulation .....	174
Figure 5.1 : Première analogie thermique → électrique .....	181
Figure 5.2 : Analogie capacité thermique / capacité électrique .....	182
Figure 5.3 : Circuit électrique élémentaire dans l’analogie thermique / électrique .....	182
Figure 5.4 : Modèle réduit (prototype) utilisé et description de l’emplacement des capteurs	186
Figure 5.5 : Photographie du modèle réduit dans l’enceinte climatique en présence de glace. ....	187
Figure 5.6 : Photographie du modèle réduit dans l’enceinte climatique et du ventilateur servant à simuler un vent de 4m/s maximum .....	187
Figure 5.7 : Photographie de la plaque d’essai avec glace dans l’enceinte thermique avec un vent simulé par projection d’air comprimé. ....	188
Figure 5.8 : Prototype pendant un essai au CSTB – Au premier plan : saumon équipé de la peinture (partie grisée) et chauffé – À l’arrière plan : saumon témoin, peinture non alimentée .....	188
Figure 5.9 : Photo de la pale prototype .....	189

Figure 5.10 : Disposition des bandes de peinture et des thermocouples sur la pale au sol (Vue de dessus) .....	190
Figure 5.11 : Représentation simplifiée (vue en coupe) de l'ensemble pale, peinture chauffante, électrodes et gelcoat de protection .....	191
Figure 5.12 : Modèle thermique, sans glace.....	191
Figure 5.13 : Modélisation thermique sans glace simplifiée.....	192
Figure 5.14 : Schéma thermique du prototype, avec glace. ....	193
Figure 5.15 : Schéma bloc du système d'asservissement de température de la peinture .....	195
Figure 5.16 : Signal de commande SBPA pour identification. ....	195
Figure 5.17 : Mesures issues des thermocouples installés sur la pale pour identification .....	196
Figure 5.18 : Diagramme de Bode du modèle identifié pour chaque capteur.....	197
Figure 5.19 : Lieu de Nichols de la boucle ouverte nominale et incertitudes paramétriques	199
Figure 5.20 : Fonctions de sensibilité et contraintes définies par l'utilisateur.....	199
Figure 5.21 : Diagramme de Bode du régulateur CRONE obtenu.....	200
Figure 5.22 : Échelon de consigne sur le capteur 8 (Z2RIB) – Température mesurée et consigne.....	200
Figure 5.23 : Échelon de consigne sur le capteur 8 (Z2RIB) – Tension de commande (0-10V) .....	201
Figure 5.24 : Réponse indicielle et commande pour différents capteurs de la zone 1 (simulation) .....	201
Figure 5.25 : Réponse indicielle et commande pour différents capteurs de la zone 2 (simulation) .....	202
Figure 5.26 : Suivi de consigne sur le capteur 4 (Z1JCB) – Température mesurée et consigne .....	202
Figure 5.27 : Suivi de consigne sur le capteur 4 (Z1JCB) – Tension de commande (0-10V)	203
Figure 5.28 : Suivi de consigne sur le capteur 6 (Z2JCA) – Consigne, température mesurée et tension de commande .....	203
Figure 5.29 : Position des thermocouples et de la peinture chauffante (zone noire) pour les essais effectués au CSTB .....	205
Figure 5.30 : Correspondance du modèle aux mesures (en haut) et signal de commande associé (en bas).....	206
Figure 5.31 : Diagramme de Bode du transfert liant la température à la commande pour l'ensemble des capteurs.....	207

Figure 5.32 : Diagramme de Bode du transfert liant la température à la commande pour des mesures au niveau du bord d'attaque du saumon.....	208
Figure 5.33 : Diagramme de Bode du transfert liant la température à la commande pour des mesures au niveau du bord d'attaque du pied de pale.....	208
Figure 5.34 Modèles identifiés sur la plaque prototype .....	209
Figure 5.35 Zoom en basse fréquence sur les modèles identifiés .....	210
Figure 5.36 : Résultats expérimentaux pendant la fusion de la glace .....	211
Figure 5.37 : Schéma SIMULINK® de l'observateur.....	212
Figure 5.38 : Essai sans vent sans glace – En haut : températures réelle, estimée et du modèle – En bas : correction sur la puissance de commande .....	214
Figure 5.39 : Essai sans vent avec glace – En haut : températures réelle, estimée et du modèle – En bas : correction sur la puissance de commande .....	214
Figure 5.40 : Essai SBPA pour plusieurs vitesses de vent et évolution de la température en surface .....	216
Figure 5.41 : Influence de la vitesse du vent sur le paramètre $\omega_c$ .....	216
Figure 5.42 : Franchissement du point 0°C, sans glace avec vent – En haut : températures réelle, estimée et issue du modèle – En bas : correction sur la puissance de commande .....	217
Figure 5.43 : Franchissement du point 0°C, avec glace avec vent – En haut : températures réelle, estimée et issue du modèle – En bas : correction sur la puissance de commande .....	217
Figure 5.44 : Schéma de simulation de l'observateur .....	218
Figure 5.45 : Test de la détection de givre sans glace ni neige – En haut : températures réelle et estimée – En bas : correction sur la commande 0-10V du gradateur (en bleu) et moyenne sur 10 min (en rouge) .....	219
Figure 5.46 : Mesures avec neige – En haut : températures réelle et estimée – En bas : correction sur la commande 0-10V du gradateur (en bleu) et moyenne sur 10 min (en rouge) .....	220



# LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 : Caractéristiques complémentaires de l'éolienne modélisée.....	84
Tableau 3.1 : Paramètres des boucles ouvertes $\beta_0$ avec chaque critère.....	110
Tableau 3.2 : Comparaison des performances des régulateurs grâce à la minimisation des 4 entrées.....	112
Tableau 3.3 : Degrés de liberté disponibles dans le logiciel <i>FAST</i> .....	115
Tableau 3.4 : Comparaison des performances des régulateurs calculés avec les critères proposés et celui initialement implanté dans la <i>Toolbox CRONE</i> .....	126
Tableau 5.1 : Calcul de $Nu$ .....	184
Tableau 5.2 : Constante pour le calcul de $Nu$ – cas d'un cylindre vertical.....	184
Tableau 5.3 : Valeurs des paramètres à $-23^\circ\text{C}$ (environ 250K) pour le calcul de $h(u)$ .....	185
Tableau 5.4 : Résistances électriques mesurées pour chacune des trois zones.....	189
Tableau 5.5 : Résultats de l'identification pour chaque capteur.....	197



# INTRODUCTION GÉNÉRALE

## Sommaire

Contexte - la filière éolienne en 2013 .....	24
VALOREM, acteur indépendant et novateur .....	25
Contributions et organisation de la thèse .....	33



### Contexte - la filière éolienne en 2013

En compagnie de 183 autres pays, la France a signé en 1997 le protocole de Kyoto visant à la réduction des émissions de gaz à effet de serre, dans le cadre de la convention des Nations Unies sur les changements climatiques. Elle s'est engagée à réduire ces émissions de 8% sur l'horizon 2008-2012, puis dans un deuxième temps de les diviser par 4 en 2050, en plus de réduire la part du nucléaire à 50% dans le parc énergétique français. Pour répondre à ces engagements particuliers qui présente des objectifs contraignants et en décalage avec les habitudes industrielles ou plus globalement des consommateurs français, le gouvernement a prolongé ses actions depuis 2007, en complément de l'effort européen [FEE, 2008], avec le Grenelle de l'Environnement 1 puis 2. D'un point de vue énergétique, un objectif de 23 % de consommation provenant des énergies renouvelables (EnR) en 2020 a été fixé [Grenelle, 2009].

Ainsi, et ce malgré un contexte économique fragile depuis 2009, la France s'est lancée dans un effort sans précédent d'équipement de production utilisant des sources EnR.

Bien qu'elle dispose d'un portefeuille de production électrique et thermique parmi les moins émetteurs de CO<sub>2</sub> de l'Union Européenne, avec un parc nucléaire et hydroélectrique couvrant ensemble 90 % de la consommation d'électricité, cet effort a abouti à une évolution notable de la composition du mix énergétique. Les énergies renouvelables représentent désormais 13 % de la consommation finale contre 10 % en 2006, hydraulique compris. Les investissements réalisés dans l'ensemble des filières renouvelables ont permis depuis 2005 d'augmenter chaque année la consommation d'énergie renouvelable de près d'un million de tonnes d'équivalent pétrole (1 Mtep), soit une hausse de 33 % sur les cinq dernières années. Toutefois, ce rythme de croissance s'avère insuffisant pour atteindre les objectifs des lois Grenelle : si la tendance actuelle se prolonge, la France consommera, en 2020, 29 Mtep d'EnR, en retard de 35 % sur l'objectif de 36 Mtep. Ce retard s'observera dans la plupart des filières ENR [SER-1, 2012].

Parmi ces énergies renouvelables, la France mise énormément sur l'éolien. Elle est considérée comme une des énergies renouvelables ayant le meilleur potentiel de développement à court terme, sachant que d'autres pays européens tels que l'Allemagne ou encore l'Espagne ont largement participé depuis maintenant 20 ans, au développement industriel des turbines éoliennes. Si en 2009 l'énergie éolienne contribuait à hauteur de 1,5 %

de la production électrique nationale française, il est prévu pour 2020 qu'elle y contribue à hauteur de 10 %. Elle devrait donc produire autant d'électricité que l'hydraulique.

Ces chiffres ne seront possibles que si l'on combine deux technologies : l'éolien Offshore (en mer) et l'éolien Onshore (sur terre). L'éolien Offshore est en plein essor grâce à deux appels d'offres gouvernementaux qui permettront l'installation de 6000 MW en mer à horizon 2020-2023. Au niveau industriel, il s'agit d'un important élan économique avec les investissements de grands groupes français tels qu'ALSTOM ou encore AREVA, et qui animera la filière par la création d'emplois au travers d'usines d'assemblage, de logistique portuaire, d'équipes d'installation et maintenance ou encore de concepteurs de bateaux spécialisés.

L'éolien Onshore compte 7449 MW installés en 2013, ce qui représente plus de 4500 éoliennes, 14,9 TWh produits en 2012, soit 3,1 % de la consommation en France la même année pour 3,13 millions de tonnes d'émissions de CO<sub>2</sub> en moins en 2011<sup>1</sup>. Il reste ainsi un peu moins de 12 000 MW à installer pour tenir les objectifs du Grenelle, ce qui couvrira la consommation d'environ 12 millions de foyers.

L'entreprise VALOREM s'est engagée dans cette voie en focalisant ses activités sur l'ingénierie et le développement des parcs éoliens depuis 1994 afin de promouvoir la technologie éolienne comme source d'énergie propre.

## **VALOREM, acteur indépendant et novateur**

En 1994, Jean-Yves GRANDIDIER se positionne pour l'intégration de l'énergie éolienne en France pour répondre à un effort écologique en créant l'entreprise VALOREM. Dans la production électrique française (Figure 1), cette énergie propre vient renforcer la part des EnR représentée par les 16,5% de production hydraulique. Ces EnR sont principalement complétées par 8,1 % d'énergies thermique et fossile mais restent loin derrière les 75,4 % d'énergie nucléaire. Ceci est anormal, la France étant un territoire considéré comme le deuxième potentiel éolien européen après les îles britanniques en termes de possibilité d'implantations, celui-ci étant parcouru par deux grands régimes de vent indépendants et potentiellement complémentaires (Bretagne/façade Manche et Sud méditerranéen) comme illustré par les Figure 2 et Figure 3 .

---

<sup>1</sup> Chiffres au 1<sup>er</sup> Janvier 2013 recensés par Réseau de Transport de l'Électricité – RTE.

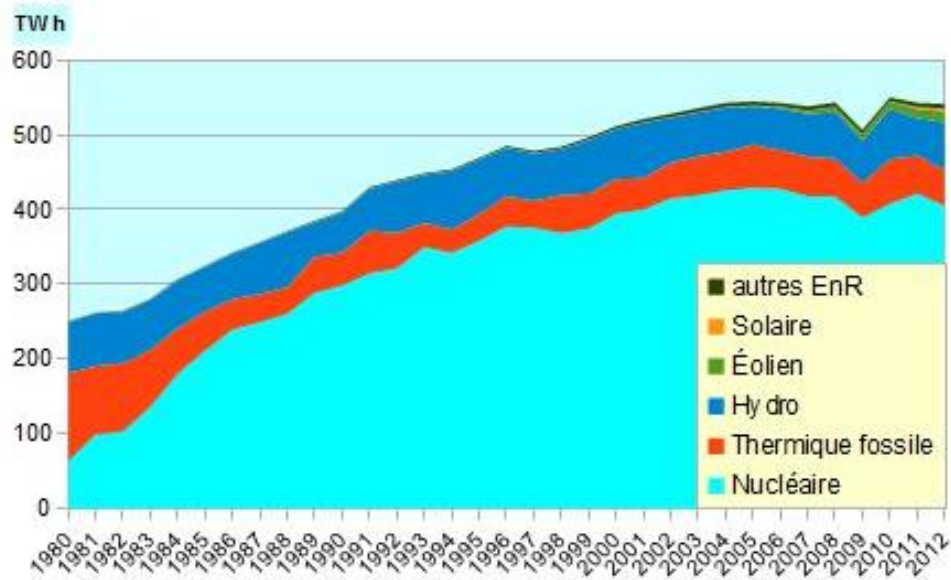


Figure 1 : Production nette d'électricité en France [EIA et RTE, 2013]

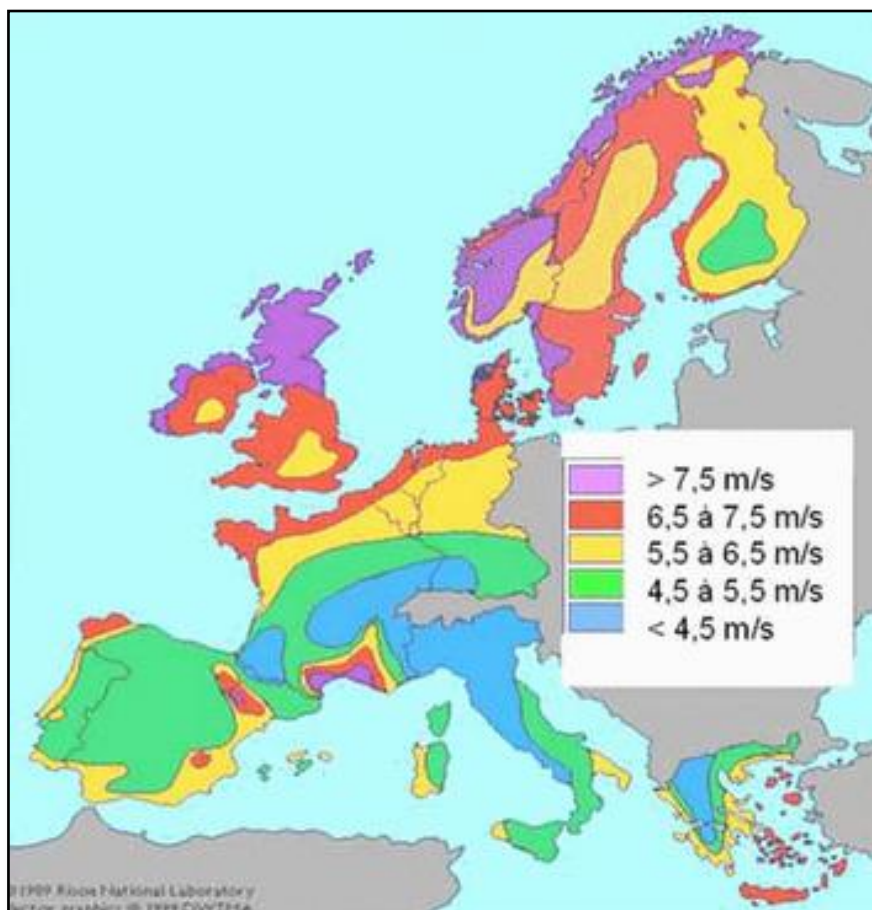


Figure 2 : Atlas éolien européen [Risø National Laboratory, 1989]

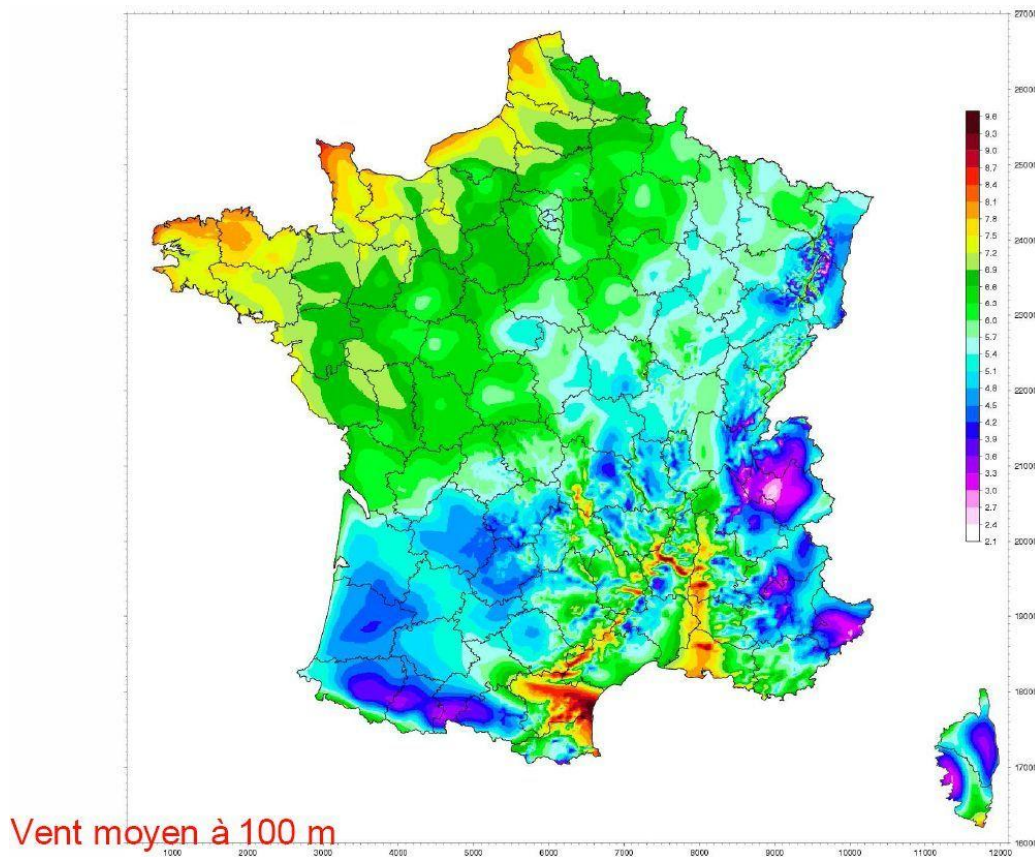


Figure 3 : Potentiel éolien français à une altitude de 100m par rapport au sol  
[Météo France, 2013]

VALOREM développe ainsi une prestation de développement de sites éoliens sur le territoire français, et aujourd'hui en Europe et en Afrique. En 19 ans, VALOREM a réussi à intégrer les différents métiers régissant l'ensemble de la chaîne des valeurs de l'éolien, hors conception de machines. Son organisation est la suivante :

- VALOREM porte l'activité liée au développement de sites en passant par la prospection, les mesures de vent, l'intégration et l'impact sur l'environnement ou encore le raccordement (environ 500 MW) ;
- VALREA est la filiale métier réalisant la maîtrise d'ouvrage et la maîtrise d'œuvre sur chantier en ce qui concerne les travaux de génies civil et électrique, ainsi que l'assistance à maîtrise d'ouvrage ;
- VALEOL assure la logistique et le montage de parcs et coordonne les programmes R&D au sein du Groupe ;
- VALEMO, dernière filiale du groupe, exploite, supervise et réalise la maintenance de parcs en fonctionnement sur les 20 ans de durée de vie pour VALOREM ou pour le compte de tiers et pour VALOREM.



# Introduction Générale

Depuis 2009, VALOREM est également propriétaire de ses propres parcs éoliens et, à ce titre, se positionne comme un producteur d'énergies vertes (136 MW). Fort de cette expérience et au travers de ses différents parcs sur l'ensemble du territoire français, VALOREM axe sa stratégie sur 2 points principaux :

- la conquête de nouveaux territoires à exploiter, comme par exemple l'Aquitaine,
- l'optimisation du fonctionnement de chaque parc en prenant en compte les contraintes locales.

En ce qui concerne le premier point, il est important de noter que l'Aquitaine demeure la seule région française à ne pas avoir de parcs éoliens construits ou de permis de construire accordés (en blanc sur la Figure 4).

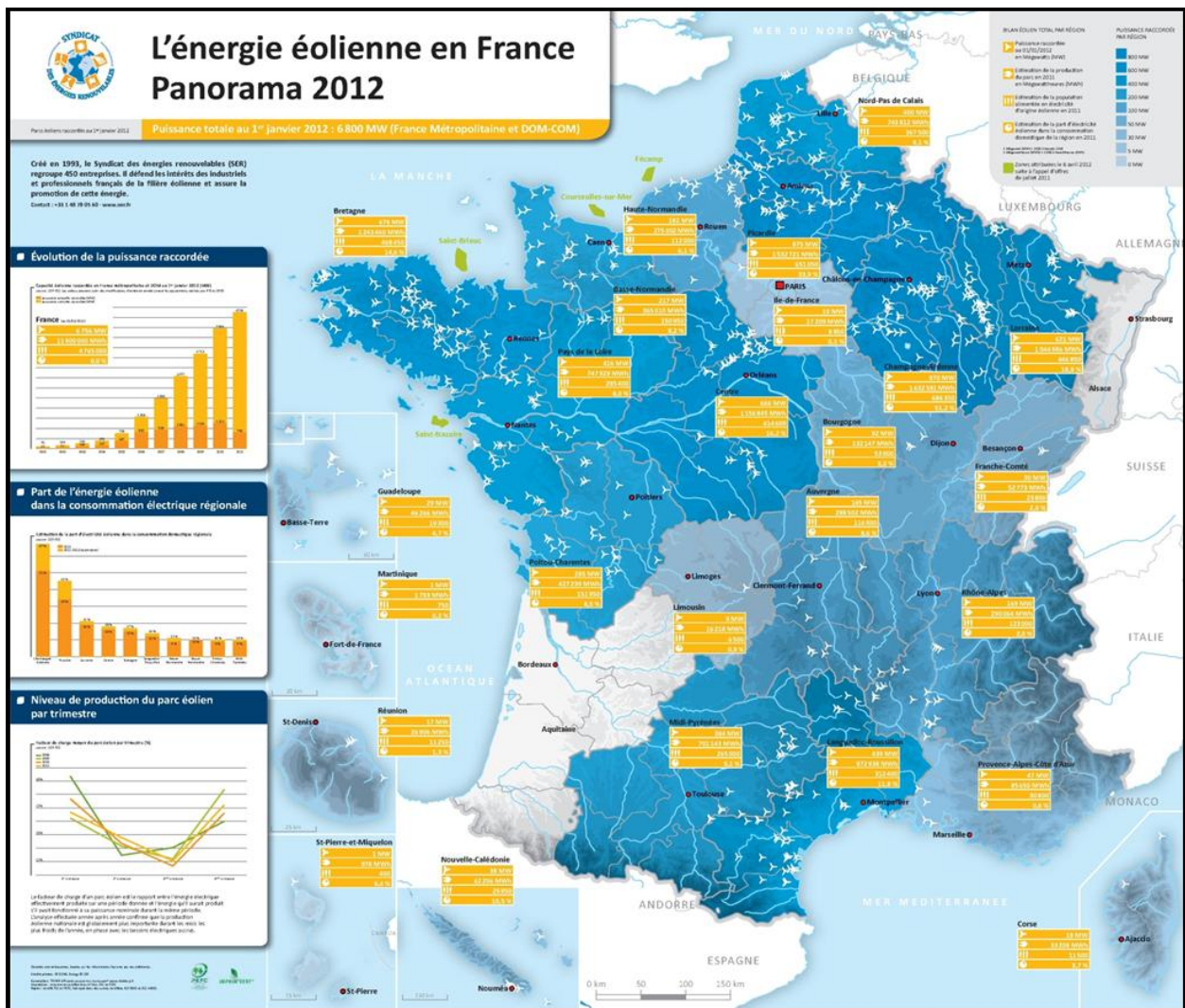


Figure 4 : Panorama 2012 de l'énergie éolienne en France [SER-2, 2012]

Cette situation s'explique avec les chiffres suivants en 2013 :

- les éoliennes actuelles ont des hauteurs de moyeu qui culminent à 100 mètres avec un rotor de 50 mètres de diamètre ;
- la vitesse de vent moyenne minimale requise pour qu'un parc installé soit rentable est de l'ordre de 6,5 m/s ;

La vitesse moyenne du vent atteint rarement 6 m/s à 100m de hauteur en Aquitaine. La vitesse du vent augmentant avec l'altitude comme l'illustre schématiquement la Figure 5 (phénomène appelé cisaillement du vent), la seule solution pour implanter des parcs en Aquitaine serait donc de porter la hauteur de moyeu à au moins 120 mètres pour atteindre une vitesse de vent moyenne convenable. C'est pour cette même raison que les constructeurs ont mis sur le marché des éoliennes plus grandes, avec une voilure plus importante, destinées aux zones dites de vents faibles à modérés, pour une vitesse moyenne du vent entre 5,5 et 6m/s.

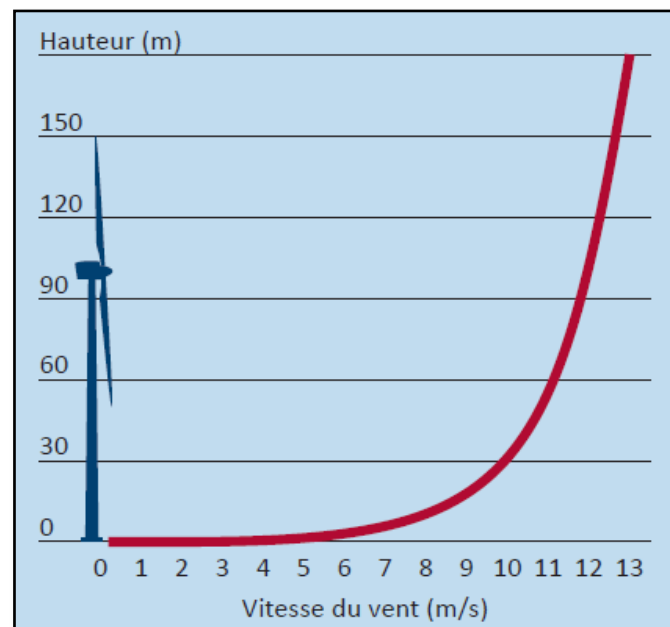


Figure 5 : Vitesse moyenne du vent selon l'altitude (source SER-FEE)

Le futur de la filière s'inscrit donc dans des axes de recherches liés à l'augmentation des tailles et poids des structures selon les projections de la Figure 6, amenant de nouveaux verrous technologiques à lever.

Parmi les défis à relever, nous pouvons citer la taille des futures éoliennes et de leurs pales. Ces structures géantes, dominées aujourd'hui par l'Haliade150 d'Alstom de 6MW, prévue pour des parcs offshore, arborent des pales jusqu'à 73,5 mètres de long. Si l'accès à

des zones portuaires reste aisé, la question du transport de telles éoliennes sur terre peut présenter des difficultés. La gestion du poids, des balourds ou de tout type de vibrations dans une structure géante représente un autre défi de conception. Pour les zones onshores, il est prévu d'installer des éoliennes de 120 mètres de hauteur au moyeu et bénéficiant de tours en béton ou hybrides acier/béton. Des éoliennes répondant à ces spécifications, telles que l'Acciona 3MW, sont en cours de tests.

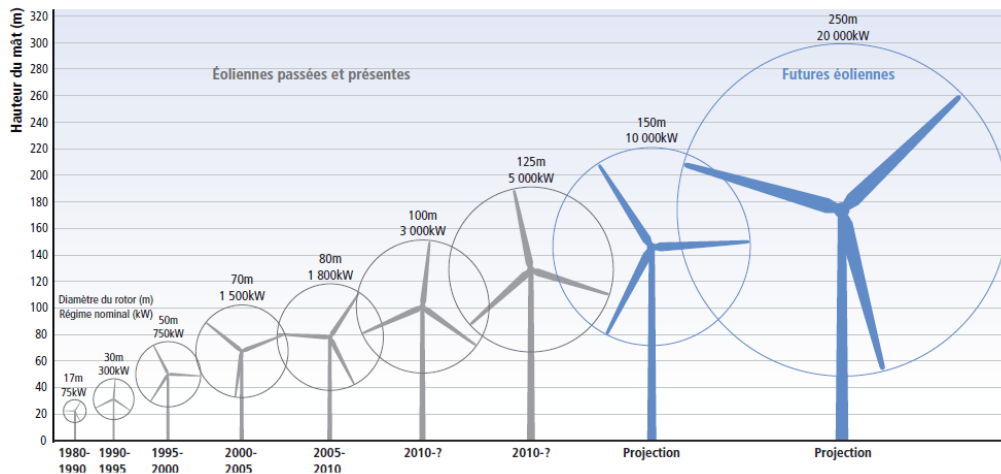


Figure 6 : Augmentation de la taille moyenne des éoliennes dans le temps [IPCC, 2011].

Dans le développement de VALOREM, la volonté de l'entreprise de mettre en place une activité de Recherche et Développement s'est concrétisée en 2008 par un partenariat avec un constructeur d'éolienne. Ce nouvel axe de travail a motivé la réalisation de la présente thèse dans le but de simuler et d'optimiser le fonctionnement d'une éolienne dont l'architecture particulière est présentée dans le Chapitre 2 (éolienne ayant la vocation d'être industrialisée).

Durant cette même année 2008, VALOREM a fait l'acquisition de parcs éoliens en tant que propriétaire. Le statut de producteur d'énergies vertes permet à l'entreprise un retour d'expérience certain. Une équipe d'experts supervise les parcs avec la volonté de maximiser la production malgré les contraintes locales. Dans ce sens, VALEOL arbore également un rôle de coordinateur Recherche et Développement au sein du Groupe VALOREM pour permettre la mise en place de solutions en interne, ou accompagner des partenaires locaux, français ou encore européens. Ces projets répondent aux objectifs suivants : **comment optimiser les éoliennes existantes et tirer leur maximum de capacité selon des contraintes financières ou environnementales liées au site d'implantation.**

Les travaux décrits dans ce mémoire de thèse s'inscrivent pleinement dans ces objectifs et se veulent exploratoires des pistes possibles de développement dans le but d'optimiser le

fonctionnement d'un système éolien existant. Ils associent les mondes industriel et académique, avec notamment le support de l'équipe CRONE du groupe Automatique, du Laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système (IMS). Les recherches menées par cette équipe ont comme dénominateur commun l'opérateur de *dérivation non entière* (réelle ou complexe) utilisé comme outil de modélisation. Les travaux de cette équipe se basent ainsi sur une théorie complexe et utilisée dans différentes applications que nous introduisons par la suite.

Bien que le concept et le formalisme mathématique de la dérivation non entière (réelle ou complexe) soient issus des travaux de Cauchy [Erdelyi, 1962] et remontent ainsi au début du XIX<sup>ème</sup> siècle, sa synthèse et ses applications dans les sciences physiques, physico-chimiques, biologiques et les sciences pour l'ingénieur relèvent des contributions scientifiques de la seconde moitié du XX<sup>ème</sup> siècle et notamment de ces trente dernières années [Oustaloup-1, 1995].

La synthèse de l'opérateur de dérivation non entière résulte de travaux de recherche initialisés en 1973 et notamment de ceux concrétisés par des publications spécifiques du domaine en question [Oustaloup, 1981] [Oustaloup, 1982] [Oustaloup, 1983] [Oustaloup, 1987] : l'ordre non entier réel y est obtenu analytiquement en fonction de facteurs récurrents caractérisant une distribution récursive de zéros et de pôles réels négatifs stables. L'étude du lien étroit entre dérivation non entière et récursivité, que celle-ci résulte ou non de la fractalité, a également permis le passage d'une classe d'équations aux dérivées partielles [Oustaloup-2, 1995] à une transmittance d'ordre non entier. Des travaux ultérieurs ont quant à eux permis la synthèse de l'opérateur de dérivation non entière complexe au moyen d'une distribution de pôles et de zéros liés par des facteurs récurrents complexes [Oustaloup, 2000].

Concernant les applications de la dérivation non entière dans les sciences pour l'ingénieur, elles relèvent d'un grand nombre de disciplines et notamment de l'Automatique à travers différentes thématiques.

- En **identification**, la dérivation non entière permet une représentation opérationnelle générique d'un modèle susceptible d'être utilisé. A ce titre des modèles de type AR et ARX [Le Lay, 1998] et des modèles fondés sur l'utilisation d'un opérateur de dérivation non entière tronqué en fréquence [Lin, 2001] ont été développés. Des méthodes d'identification basées sur l'extension au non entier de méthodes classiques (filtres de variables d'état, variables instrumentales, moindres carrés généralisés) ont également été étudiées [Cois, 2001]. Ces



méthodes ont été appliquées avec succès à l'identification de systèmes thermiques complexes, en l'occurrence un outil de coupe en tournage [Battaglia, 2001].

- En **robotique**, la dérivation non entière est utilisée en isolation vibratoire à travers la suspension CRONE [Moreau, 1998]. Toujours dans le domaine de la robotique, la dérivation non entière est utilisée en planification de trajectoire [Melchior, 2001] et en génération de trajectoire [Orsoni, 2001] pour concevoir des consignes optimales au sens de la minimisation du temps de parcours tout en prenant en compte les contraintes physiques des actionneurs et la bande passante du système commandé.

- En **commande**, les études portant sur les systèmes asservis à dérivées non entières ont débuté dans les années 60 et 70 avec les travaux de Manabe [Manabe, 1961] et Oustaloup [Oustaloup, 1975] [Oustaloup, 1983]. Ces deux auteurs, comme la plupart des auteurs ayant par la suite travaillé sur le sujet [Axtell, 1990] [Tenreiro, 1997] [Petras, 1999] [Petras, 2000], ont très majoritairement utilisé des méthodes fréquentielles pour étudier les propriétés des systèmes à dérivées non entières ou pour réaliser la synthèse de régulateurs non entiers en présence d'un procédé non entier ou entier. De nos jours, il est possible de distinguer trois raisons majeures qui justifient l'emploi de régulateurs non entiers ou l'utilisation de méthodologies de commande basées sur la dérivation non entière. La première raison est l'introduction de degrés de liberté supplémentaires (les ordres non entiers) par l'utilisation, par exemple, de régulateurs de type  $PI^\lambda D$  [Petras, 2000] [Podlubny, 1999]. Cette généralisation du régulateur  $PID^2$  s'avère plus flexible que ce dernier grâce notamment à l'introduction de deux paramètres de réglage supplémentaires, à savoir les ordres de dérivation  $\lambda$  et  $\mu$ . La deuxième raison justifiant l'utilisation de la dérivation non entière repose sur la nature des systèmes à commander. Pour des procédés non entiers, la conception de lois de commande même classiques oblige à la manipulation d'outils mathématiques basés sur la dérivation non entière. C'est ainsi que des techniques de commande à base d'observateurs d'ordre non entier [Matignon, 1997] ou de type  $H_\infty^3$  [Hotzel, 1998] ont vu le jour. Enfin, la troisième et dernière raison est l'obtention de lois de commande robustes. C'est notamment le cas de la commande CRONE [Oustaloup, 1999] (abréviation de Commande Robuste d'Ordre Non Entier).

Dans l'approche non entière qu'utilise la commande CRONE, la robustesse est de nature plus sévère que la robustesse en stabilité puisqu'il s'agit de la robustesse du degré de stabilité

---

<sup>2</sup> Régulateur associant des actions Proportionnelle, Intégrale et Dérivée

<sup>3</sup> Synthèse de commande par optimisation de contraintes prédéfinies sur le système

vis-à-vis des incertitudes du procédé, l'objectif étant alors le maintien de la performance dynamique fréquentielle ou temporelle qui mesure ce degré (robustesse en performance). Le degré de stabilité est mesuré par le facteur de résonance en asservissement ou le facteur d'amortissement en asservissement et en régulation : le premier facteur est en effet significatif du premier dépassement réduit de la réponse libre ou indicielle en asservissement ou en régulation ; le second est significatif de l'amortissement de son mode oscillatoire. Les incertitudes sont prises en compte à travers les véritables domaines qu'elles définissent (contrairement à l'approche  $H_\infty$ ) et sans distinction de leur nature, qu'elles soient structurées ou non structurées.

Les compétences en identification, modélisation ou encore en commande (CRONE ou autre) seront utilisées pour répondre aux besoins de VALOREM pour simuler le comportement de systèmes éoliens, avec pour objectif l'exploration de solutions pour l'optimisation de système éolien

## Contributions et organisation de la thèse

Le travail faisant l'objet du présent mémoire répond au besoin de maximiser la production électrique des éoliennes. L'axe principal de recherche est situé sur le contrôle commande des éoliennes ou d'un sous système, à la fois sur une architecture innovante ou sur une turbine de type MADA (explicitée dans le Chapitre 1). Ce dernier thème de recherche est en effet une très bonne intersection entre le retour d'expérience accumulée par VALOREM sur l'ensemble de ces parcs utilisant des éoliennes MADA et l'apport scientifique permis par l'équipe CRONE. Les pistes et les développements exploratoires dans ce contexte sont à présent explicités.

**Le chapitre 1** permet d'introduire la technologie éolienne et les motivations des concepteurs de modéliser ce système. Nous insistons sur les critères d'optimisation utilisés pour la synthèse de régulateurs pour en avoir une vision tournée vers l'Automatique. Il présente ensuite, d'une part, une vision d'ensemble sur les problématiques liées aux charges structurelles subies par une éolienne et les solutions réalisées pour minimiser les contraintes sur l'ensemble de la machine. D'autre part, un état de l'art des systèmes de dégivrage ou de détection de givre pour éolienne dans le cadre de l'exploitation d'un parc est présenté. Ces deux points sont des problématiques abordées dans les chapitres suivants.

**Le chapitre 2** présente la modélisation d'une nouvelle architecture d'éolienne, motivée par le partenariat avec un constructeur, pour appréhender son fonctionnement, grâce à l'outil logiciel *SIMULINK*<sup>®</sup>, associant une machine synchrone et un variateur de vitesse mécanique. La méthodologie de synthèse de Commande Robuste d'Ordre Non-Entier (CRONE) est utilisée pour réaliser un régulateur de premier niveau sur ce modèle basique. Cette étude est l'occasion de vérifier le comportement d'une éolienne dans une approche simplifiée avec l'application d'un vent réel.

**Le chapitre 3** reprend la méthodologie CRONE afin d'optimiser son utilisation par un concepteur de lois de commande non expert de cette méthodologie. A l'heure actuelle, le critère usuel d'optimisation associé à cette méthodologie de commande nécessite la définition de nombreuses contraintes par l'utilisateur et demande souvent des itérations afin d'obtenir un résultat final satisfaisant. Pour faciliter l'accès à un tel résultat, trois nouveaux critères sont introduits et l'intérêt de ces critères est analysé par comparaison sur un exemple académique, puis sur un modèle d'éolienne existant dans le logiciel *FAST*, développé par le New Renewable Energy Laboratory (NREL), principal laboratoire national du département de l'Énergie des États-Unis.

**Le chapitre 4** est consacré à l'étude et à la minimisation des oscillations des modes flexibles d'une éolienne par action du contrôleur sur l'angle dit de pitch qui peut être imposé aux pales. Il est question dans ce travail d'explicitier l'« *Individual Pitch Control* » qui consiste à appliquer une consigne de position différente pour chaque pale, et non d'une même consigne (globale) appliquée à l'ensemble des pales, ainsi que la théorie des systèmes non stationnaires à coefficients périodiques pour l'identification du système. Le logiciel *FAST* est également utilisé et permet de simuler l'effet du régulateur en conditions quasi-réelles.

Enfin, **le chapitre 5** traite des systèmes de dégivrage et de détection de givre réalisés dans le cadre d'un projet de deux ans coordonné par VALEOL. Ce projet répond à l'un des besoins de VALOREM qui possède plusieurs sites sur lesquels les événements de givre constituent autant une mise en danger des personnes se trouvant à proximité des éoliennes, que de pertes de production à cause des mises en sécurité par arrêts des turbines. De plus, l'application récente aux éoliennes des normes « Installations Classées pour la Protection de l'Environnement (ICPE) » oblige les développeurs à assurer la sécurité des personnes en garantissant la détection de givre et en assumant les pertes de production associées. Ces normes sont autant d'incitations pour l'ensemble des exploitants français – dont VALOREM – de quantifier les pertes associées, et d'installer un système de dégivrage.

# CHAPITRE 1

## INTRODUCTION – LA FILIÈRE ÉOLIENNE EN 2013

### Sommaire

1.1. Introduction aux éoliennes en 2013.....	36
1.2. Modélisations et simulations d'éoliennes .....	38
1.3. Vision d'ensemble sur la problématique des charges structurelles sur une éolienne.....	40
1.4. État de l'art des solutions contre le givre .....	44
1.4.1 Caractérisation du givre.....	44
1.4.2 Solutions existantes contre le dégivrage.....	46
1.5. Conclusion.....	49

## 1.1 Introduction aux éoliennes en 2013

Une éolienne se compose de quatre éléments principaux (Figure 1.1) : des fondations en béton armé pour soutenir l'ensemble et enterrées de quelques mètres, une tour (tendance actuelle : acier et 100 mètres de hauteur), une nacelle orientable sur 360° contenant l'ensemble de la chaîne de conversion de l'énergie, et le rotor, partie rotative composée généralement de trois pales et du moyeu (tendance actuelle : diamètre de 50 mètres).

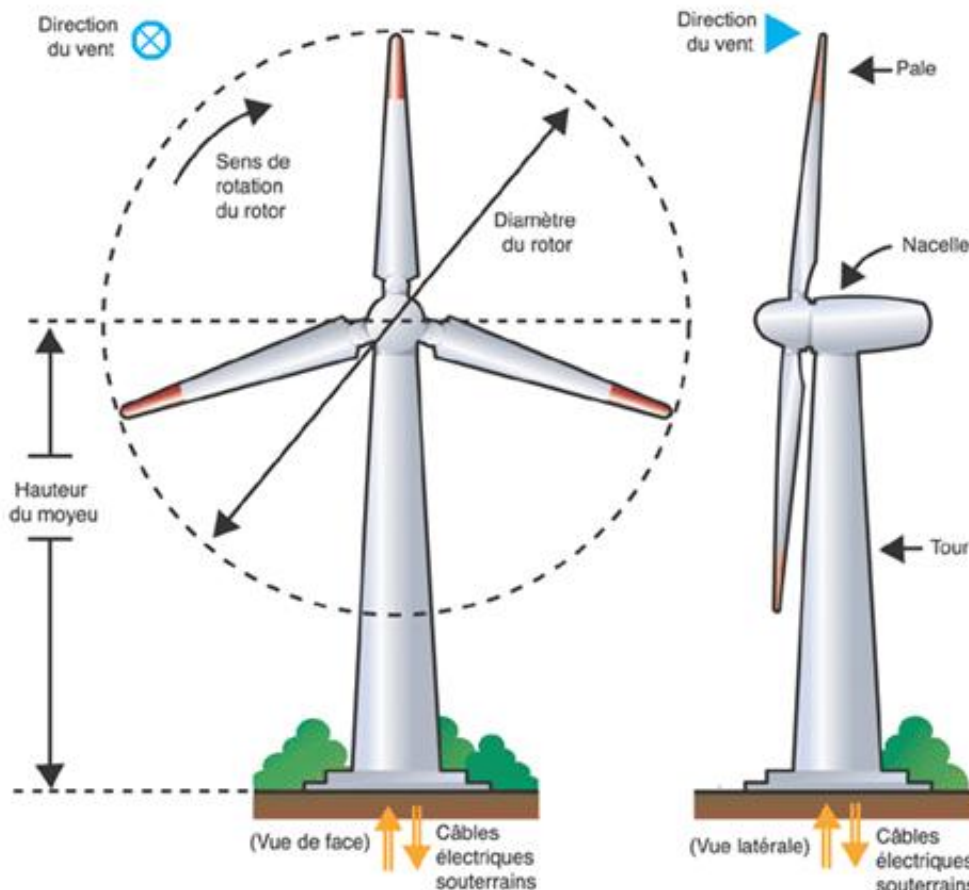


Figure 1.1 : Schéma d'ensemble d'une éolienne

L'objectif d'une éolienne est de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Cette transformation utilise une conversion mécanique intermédiaire par arbre(s) rotatif(s) reliant le rotor à la génératrice. Sur le marché actuel, l'architecture d'une turbine est majoritairement de deux types comme présenté sur la Figure 1.2.

La première architecture, Figure 1.2 (a), est basée sur l'utilisation d'une machine asynchrone dont la vitesse de rotation nominale est de l'ordre de 1500 tr/min (machine à 4 pôles reliée à un réseau électrique 50 Hz). Pour atteindre cette plage de vitesse, il est nécessaire d'avoir un multiplicateur situé en aval du rotor. Cette solution est appelée machine

à double alimentation (MADA) car le stator est directement relié au réseau électrique, alors que le rotor est relié au réseau via un convertisseur. Celui-ci permet de convertir le signal provenant du rotor d'amplitude et fréquence variables, en un signal d'amplitude et fréquence fixes imposées par le réseau. Cette architecture permet de répondre aux besoins de fonctionnement à vitesse variable, qui permet d'optimiser la production énergétique, en mode génératrice hypo-synchrone (en dessous de la vitesse de synchronisme – consommation d'énergie par le rotor) et en mode hyper-synchrone (au dessus de la vitesse de synchronisme – production d'énergie par le rotor) [Wildi *et al.*, 2005].

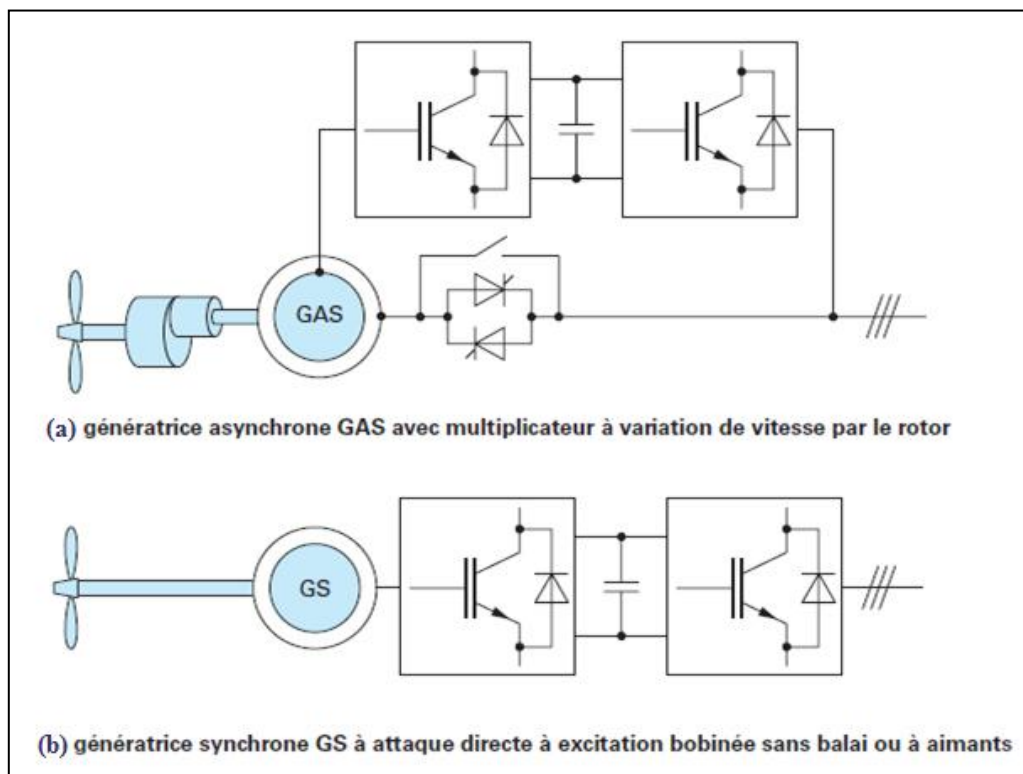


Figure 1.2 : Architectures des éoliennes présentes sur le marché [Multon *et al.*, 2004]

La seconde architecture, Figure 1.2 (b), est la solution Direct Drive (entraînement direct) : le rotor éolien est directement relié au rotor d'une génératrice synchrone composée d'une centaine de pôles (ordre de grandeur). Cette spécificité permet d'économiser l'utilisation d'un multiplicateur, d'obtenir un fonctionnement de la machine sur une basse plage de vitesses de rotation et de répondre ainsi au besoin de fonctionnement à vitesse variable. Le signal électrique est ensuite transformé au moyen d'un convertisseur de grande puissance pour pouvoir être injecté sur le réseau selon les normes en vigueur (amplitude et fréquence fixes).

Dans les deux cas, les rendements des génératrices sont supérieurs à 90 % [Laverdure, 2005] mais les constructeurs orientent leur technologie en prenant en compte, entre autres, des aspects financiers (machine synchrone généralement plus chère) ou de maintenance (système

supplémentaire avec le multiplicateur sur type MADA). Le choix de l'architecture n'a aucun impact sur le fonctionnement propre d'une éolienne : orientation de la nacelle selon la direction du vent, possibilité de pitcher<sup>4</sup> les pales et recherche d'un optimal de production. Ces parties sont explicitées au chapitre 2.

### 1.2 Modélisations et simulations d'éoliennes

Ce même chapitre 2 présentera une étude sur la modélisation d'une éolienne présentant une architecture différente de celles connues actuellement. Il est important de savoir modéliser ces systèmes pour comprendre leur fonctionnement et vérifier s'il est bien en adéquation avec les spécifications. En effet, les éoliennes sont des systèmes de production électrique qui répondent à des contraintes environnementales et doivent respecter des normes et décrets pour injecter l'énergie produite sur le réseau. Les constructeurs nécessitent la validation de leur système avant de le commercialiser pour garantir sa fiabilité : ils annoncent une disponibilité de la machine et doivent au maximum réduire les temps d'arrêts des turbines pour la respecter sous peine de pénalisations financières.

Cette évolution fait également augmenter le coût des tests lors de la conception et trouver un emplacement et des conditions de vent permettant l'installation d'un prototype complet en grandeur réelle peut devenir difficile. L'essor de l'éolien a rendu ce système complexe avec l'utilisation de systèmes mécaniques, hydrauliques et électriques, l'ensemble étant régi par un même système de surveillance et de contrôle. Il est important de rendre cohérent l'assemblage de l'ensemble de ces sous-systèmes, qui sont pour la majorité conçus par des fournisseurs différents.

Les architectures d'éoliennes sur le marché étant maintenant bien connues, il est aisé de les modéliser et de réaliser des simulations selon différentes conditions de fonctionnement. Par le biais de la modélisation, le but est de se concentrer sur l'assemblage des différents composants et l'évolution d'une pièce ou d'un sous-système en particulier. Cela permet de vérifier si l'intégration de modifications ne perturbe pas le fonctionnement global de la turbine. Selon les tests à réaliser et le degré de précision des résultats attendus, le modèle peut être plus ou moins complexe. Le plus important est de voir si l'association de plusieurs systèmes de contrôle garantit la sécurité de chaque sous-système et de l'éolienne dans son intégralité. L'objectif est d'optimiser la production mais en assurant une usure moindre de la chaîne cinématique, une limitation des charges structurelles ou encore de tenir la production

---

<sup>4</sup> Pitcher : faire tourner les pales selon leur axe entre 0° et 90° pour des besoins de régulation ou d'arrêt de la machine.

selon des normes lors de défauts du réseau. Ces objectifs paraissent contradictoires mais le fait de modéliser l'ensemble de ces contrôles permet d'arriver à un compromis pour le fonctionnement de la turbine.

Dans la continuité du chapitre 2, une étude théorique et pratique sera menée dans le Chapitre 3 pour réduire la complexité liée à l'utilisation de la méthodologie CRONE. D'autres travaux de ce type sont présents dans la littérature. Boyette [Boyette, 2006] aborde la modélisation d'une éolienne MADA et réalise deux types de commandes en puissance de la machine pour optimiser sa production par le biais des courants et tensions au niveau rotoriques et/ou statoriques. Les régulateurs présentés sont des PI traditionnels, ce qui est également le cas sur les éoliennes actuelles. Vidal [Vidal, 2004] réalise un travail semblable dans le but de réaliser une commande non-linéaire d'une MADA, ou encore Poitiers [Poitiers, 2003] [Camblong *et al.*-1, 2006] compare l'utilisation de régulateurs PI, LQG<sup>5</sup> ou RST. Sur l'ensemble de ces cas, il est question de reproduire des systèmes existants et d'appréhender leur fonctionnement, puis d'analyser des résultats après synthèse de régulateur PI. Seuls les aspects énergétiques et automatiques sont pris en compte pour observer le comportement de la machine asynchrone à double alimentation. Courtecuisse [Courtecuisse, 2008] ajoute un aspect « simulation du réseau » en abordant différentes problématiques : défauts, multisources de production, réglages primaire et secondaire (abordé également dans [Camblong *et al.*, 2014]).

L'utilisation de méthode de synthèse de régulateurs traditionnels est fréquente dans des travaux académiques pour se rapprocher au mieux de la réalité. Les systèmes d'aujourd'hui utilisent des PI ou encore des PID de par la facilité d'utilisation et de réglage, et s'avèrent robustes au niveau du système mais également au niveau des utilisateurs. Les régulateurs robustes basés sur la méthodologie CRONE ou  $H_\infty$  sont plus rarement présents, de par une approche délicate et la difficulté de certains utilisateurs pour les mettre en œuvre. La méthodologie CRONE est utilisée pour la synthèse de certains régulateurs dans la suite de manuscrit et c'est dans l'optique d'une prise en main plus facile pour les utilisateurs qu'une toolbox a été créée [Oustaloup, 2000], [Malti, 2011], [Lanusse, 2011] sous MATLAB<sup>®</sup>. Cette toolbox, aujourd'hui en libre accès [Lanusse, 2010], permet la synthèse des trois générations CRONE pour pallier aux différentes variations paramétriques du procédé considéré. La méthodologie sera explicitée dans les chapitres suivants.

---

<sup>5</sup> Commande linéaire quadratique gaussienne



Selon un aspect mécanique, les simulations, déjà utilisées pour le design et la certification des éoliennes, permettent maintenant de se focaliser sur des sous-ensembles participant à la chaîne de transmission. Sans introduire pour le moment les charges structurelles induites, nous pouvons parler d'études sur certaines pièces précises comme par exemple les arbres de rotations des multiplicateurs. Tsai [Tsai *et al.*, 2012] explicite dans ses travaux la possibilité de rendre flexibles des axes de rotation dans les trains épicycloïdaux présents dans les architectures de types MADA principalement. Le but est d'introduire un élément pouvant se déformer selon des contraintes mécaniques particulières. L'usure de la chaîne est ainsi diminuée. Pour citer un autre exemple, de telles simulations sur la mécanique des systèmes permettent aujourd'hui d'envisager des technologies d'éoliennes flottantes pour l'offshore – point clé pour le futur de la filière éolienne. Des travaux, tels que [Schaumann *et al.*, 2010], présentent des résultats de simulations pour des structures d'éoliennes flottantes pour les grands fonds ancrées au sol et pouvant soutenir le poids d'une turbine. Selon les perspectives d'évolution des éoliennes, ces structures maintiendront des machines de l'ordre de 5MW et plus et subiront l'impact des vagues en plus de celui du vent. En regardant l'éolienne dans son ensemble, il est question de connaître les charges structurelles induites. La section suivante présente les causes et conséquences des charges mécaniques sur une éolienne de type onshore.

### **1.3 Vision d'ensemble sur la problématique des charges structurelles sur une éolienne.**

Comme énoncé ci-dessus, ce paragraphe introduit une nouvelle application exploratoire sur les charges structurelles que nous pouvons rencontrer sur une éolienne, tout en gardant comme fil conducteur la mise en place d'un régulateur pour optimiser le fonctionnement dans un système éolien.

Pour garantir un bon fonctionnement et un comportement réactif en cas de défauts, la conception d'une éolienne passe par différentes phases. Avant la dernière phase dite de prototypage, une évaluation de la conception est évaluée sur la base d'une documentation technique, de tests sur le système intégral – principalement le système de contrôle – et de simulations par éléments finis avec modélisation de cas spécifiques de charges. Des entrées en vent sont générées et quelques centaines de scénarii sont étudiés : éolienne face au vent ou non, rafales de vent, erreur de pitch (angle de calage de la pale selon son axe sur  $90^\circ$ ) ou de yaw (orientation de la nacelle sur  $360^\circ$  - Figure 1.3), etc.

Les sorties relevées lors de ces simulations représentent les charges induites au niveau des pales en tenant compte des modes de battements ou oscillations, mais également de la tour, de la chaîne cinématique pour la génération électrique ou encore des fondations. Les valeurs de sortie ne doivent pas dépasser un seuil critique, décrivant un impact certain sur la machine avec des probabilités fortes de casses mécaniques durant l'exploitation de la turbine. Ces aspects seront vérifiés dans la phase de prototypage avec la présence de jauges de contraintes et d'accéléromètres sur l'ensemble de la structure.

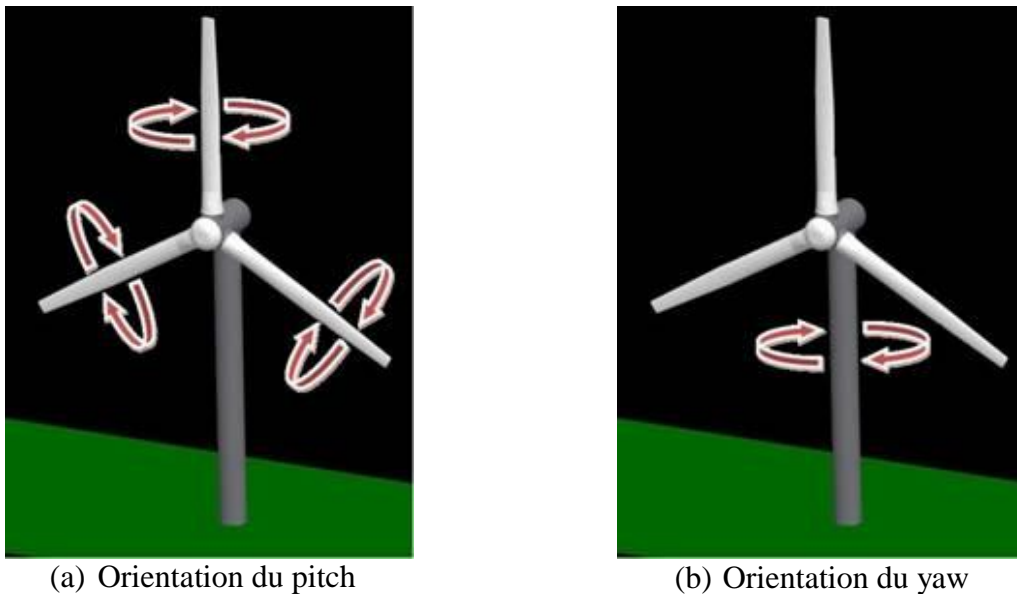


Figure 1.3 : Orientations possibles des pales et de la nacelle [National Instruments, 2008]

Pour la réalisation de ces simulations, il est question de données extérieures telles que la direction du vent ou sa vitesse, mais le comportement propre du système et sa réponse lors des scénarii simulés sont également pris en compte. Par exemple, si la nacelle est mal orientée par rapport à la direction du vent, ou encore les oscillations de la tour induites par un arrêt d'urgence de la machine. Cela démontre l'importance des simulations pour le réglage du contrôle des systèmes dans l'éolienne, avec la possibilité de stimuler plus ou moins son comportement. La corrélation entre le contrôle global de la turbine et son incidence sur les aspects dynamiques peut se présenter à différents niveaux, sachant que les raisons sont diverses [Bossanyi, 2003-1]. Nous l'avons précédemment expliqué, la taille des éoliennes tend à augmenter, ce qui implique d'utiliser une chaîne d'actionneurs par pale avec des systèmes de freinage dimensionnés pour de tels systèmes. L'énergie nécessaire pour alimenter l'ensemble des actionneurs n'est maintenant plus une contrainte forte avec les grandes puissances générées par les éoliennes.

Toujours en raison de l'augmentation de la taille des éoliennes, la flexibilité des composants tels que les pales ou la tour devient une contrainte pour la conception de la turbine, à laquelle vient s'ajouter une incidence plus forte de l'effet du cisaillement du vent (Figure 5) en raison d'un plus grand diamètre du rotor. Ces contraintes ont été anticipées dès la fin des années 90 [Caselitz *et al.*, 1997] et des solutions et outils ont été mis en place à plusieurs niveaux, avec pour objectif de réduire les charges principalement induites sur et par le rotor. Il est dans un premier temps facile d'instrumenter une éolienne en phase de prototypage pour appréhender le comportement dynamique de la structure sur plusieurs types d'éoliennes afin de voir la différence d'incidence de la taille. Ces essais et données de mesure ont été utilisés pour le développement d'outils logiciels orientés vers la simulation, principalement dans des objectifs de réduction de coût en termes de matériel pour les phases de prototypage et de sécurité face à des systèmes imposants. Nous pouvons citer *Bladed*<sup>®</sup> qui simule les effets vibratoires et les oscillations structurelles d'une éolienne [Bossanyi-1, 2003]. Cet outil intègre également une partie contrôle commande et permet d'évaluer en détail l'action des contrôleurs sur les charges en implantant les lois de commandes utilisées, synthétisées par exemple à partir d'une méthodologie LQG,  $H_\infty$  ou plus traditionnellement un PI. En effet, le contrôleur se doit d'être rapide pour prendre en compte les variations du vent, ce qui implique une interaction forte entre ses performances et la structure dynamique [Bossanyi, 2009].

En allant plus loin, et ce sera un de nos objectifs dans notre étude, il est possible d'intégrer des contraintes spécifiques pour réduire l'excitation dynamique de la structure. L'ajout de capteurs de vibrations sur la génératrice pour observer les résonances sur la chaîne cinématique sont nécessaires [Bossanyi-2, 2003], ainsi que des accéléromètres sur la nacelle et la tour pour mesurer les mouvements avant-arrière ou droite-gauche pour une phase de validation sur système réel. Afin de réduire ces charges avec les lois de contrôle, le pitch des pales peut être utilisé. Chaque pale est équipée de sa propre partie opérative comme expliqué précédemment, mais la consigne reçue par chaque actionneur est commune à l'ensemble des trois pales : c'est ce qui s'appelle le pitch collectif (collective pitch control). L'avantage de cette configuration est qu'il est possible d'agir sur la consigne d'une pale indépendamment des deux autres en fonction de sa position ou d'autres entrées, et ce pour ajuster l'angle de la pale afin de réduire le cisaillement du vent ou de limiter l'oscillation de la tour par exemple. Cette démarche se nomme l'*Individual Pitch Control* (IPC) [Botasso *et al.*, 2012], [Shan *et al.*, 2013], [Camblong *et al.*, 2012].

L'IPC peut être utilisé dans de nombreux cas liés aux perturbations du vent. Avant de rentrer plus en détails sur ces aspects dans le chapitre 4, nous pouvons citer des travaux réalisés sur la détection de rafales de vent qui viennent stimuler le système avec une forte intensité sur un temps relativement court (Figure 1.4).

La prédiction d'une rafale peut s'effectuer grâce à un Lidar (**light detection and ranging**) [Bossanyi, 2012] [Kapp *et al.*, 2013]. Aujourd'hui en phase de test et validation, cette solution permettrait la réduction de charges extrêmes sur le rotor et de la fatigue sur l'ensemble de la chaîne cinématique sur cas réel. Cela lèverait donc une partie du verrou technologique sur la prédiction du vent à très court terme.

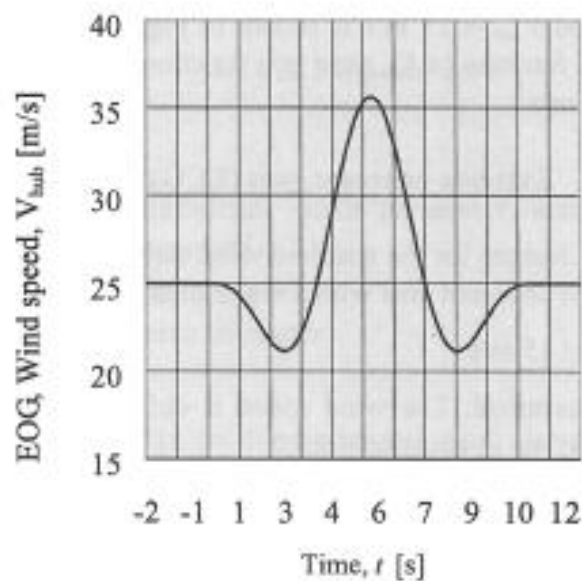


Figure 1.4 : Rafale de vent définie par [GL,2005] (extreme operating gust)

Enfin, [Bossanyi, 2009] présente la prise en compte de défauts du réseau et les conséquences que cela peut avoir sur le fonctionnement de la turbine. Par le passé, lors de creux de tension par exemple, le découplage de l'éolienne était réalisé par la partie commande, avec comme effet un arrêt de l'éolienne en plein fonctionnement (création de battements). Aujourd'hui, en raison de la part croissante d'EnR sur le réseau, ERDF impose aux concepteurs de machine de maintenir le fonctionnement de la machine pour passer ce défaut et laisser une marge de sécurité avant de découpler. Il est aussi possible de réguler la puissance réactive de l'éolienne, pour produire ou consommer ce type de puissance pour participer à l'équilibre du réseau et ainsi ne pas marginaliser l'énergie éolienne et l'intégrer au

mieux dans le panel énergétique français. Ces considérations ne seront pas prises en compte dans l'étude présentée chapitre 4.

### 1.4 État de l'art des solutions contre le givre

#### 1.4.1 Caractérisation du givre

Le présent paragraphe introduit la problématique traitée lors de l'étude exposée au Chapitre 5. Elle se veut plus applicative que les autres et fait partie d'un projet R&D aquitain pour mettre en place une solution contre le givrage des pales. Avant de parler précisément du travail de recherche, un rappel du contexte ainsi qu'un état de l'art sont nécessaires pour bien situer le problème abordé.

Les milieux froids disposent, généralement et logiquement sous certaines latitudes, d'emplacements bien exposés au vent et ces régions sont attractives pour l'installation et l'exploitation de turbines éoliennes comme sources d'énergies. Les basses températures provoquent une augmentation de la densité de l'air. Une densité d'air plus élevée augmente l'énergie cinétique du vent et, par conséquent, la puissance captée par l'éolienne. L'air est par exemple 27 % plus dense à  $-33^{\circ}\text{C}$  qu'à  $+35^{\circ}\text{C}$ . La puissance fournie par une éolienne, directement proportionnelle à la densité de l'air (Loi de Betz), est donc 27 % plus importante à  $-33^{\circ}\text{C}$  qu'à  $+35^{\circ}\text{C}$ , ce qui rend les périodes de basses températures propices à la corrélation entre besoin énergétique et potentiel éolien, même si les implantations de sites ne se concentrent pas sur ce type de zones. Malheureusement, les problèmes liés au givrage y sont fréquents et ont de sérieuses conséquences sur la production des éoliennes, leur maintenance et leur durée de vie.

Le givrage, caractéristique des régions au climat froid et de la saison d'hiver dans les climats plus tempérés comme en France, est le phénomène d'accumulation de glace sur les pales des éoliennes. Il est principalement causé :

- par la pluie verglaçante, la bruine et le brouillard givrant,
- par le gel, lorsque l'éolienne est installée à proximité de masses d'eau.

Il se caractérise, à l'arrêt comme en mouvement, par le dépôt de fines couches de glace sur l'intrados (à degré moindre) et l'extrados (Figure 1.5) et/ou par l'accumulation de glace sur les bords d'attaque et de fuite (Figure 1.6).



Figure 1.5 : Givrage de l'intrados et extrados



Figure 1.6 : Accumulation de givre sur le bord d'attaque

Les autres éléments impactés sont les instruments de mesures situés en aval du rotor, sur l'arrière de la nacelle. Ainsi, le givrage a une influence sur la conception d'un parc éolien en amont de son exploitation, ainsi que pendant la phase opérationnelle d'une éolienne avec plusieurs conséquences et risques majeurs comme à présent indiqué.

- Le givrage des pales perturbe le rendement aérodynamique des pales en modifiant géométriquement le profil par dépôt de matière entraînant des pertes de production ou directement l'arrêt de la machine lors d'événements sévères de givre [Ronsten, 2004], [Jasinski *et al.*, 1998].
- Le givrage crée des charges supplémentaires et des déséquilibres qui provoquent une fatigue accrue du matériel, conduisant à une usure prématurée ou une détérioration majeure d'un élément de l'ensemble de la chaîne cinématique (incidences sur le multiplicateur et la génératrice) [Ganander and Ronsten, 2003]. La masse de glace accumulée peut augmenter considérablement les vibrations mais aussi les charges radiales sur les pales en raison de la force centrifuge. Le système de fixation des pales au moyeu doit alors être spécialement dimensionné pour supporter le surplus de contraintes et éviter tout bris mécanique.
- Les instruments de mesure installés sur la nacelle d'une éolienne sont givrés et renvoient de mauvaises informations quant au point de fonctionnement de la machine, provoquant une mise en sécurité par arrêt de la machine [Ilinca, 2011].
- Enfin, d'un point de vue humain, l'accumulation de glace, principalement sur les bords d'attaque, présente des risques mortels de détachement et chute à l'arrêt ou de projections en cas de fonctionnement de la turbine pouvant atteindre un opérateur de maintenance ou toute autre personne se trouvant à proximité de l'éolienne [Seifert, 2003].

Les solutions existantes contre ce phénomène vont être présentées avec plus ou moins de précisions dans un souci de confidentialité ou par manque d'informations (du fait de la confidentialité imposée par les concepteurs de ces solutions).

### ***1.4.2 Solutions existantes contre le dégivrage***

Avant de pouvoir parler de systèmes de dégivrage, il faut tout d'abord estimer la possibilité de présence de givre. La plupart des constructeurs compare la production instantanée et la

production théorique ne prenant en compte que la position du pitch ainsi que la vitesse de vent. Une erreur conséquente entre ces valeurs corrélées à des données météorologiques du site met en avant des conditions givrantes.

Certains constructeurs utilisent deux anémomètres à coupelle, l'un étant chauffé et pas l'autre. Chauffer le premier anémomètre empêche le dépôt du givre et assure son bon fonctionnement. Une erreur de mesure de la vitesse du vent sera recherchée avec le deuxième anémomètre, subissant l'effet du givre, qui induira des perturbations de sa rotation. A partir d'un seuil d'erreur, l'arrêt de l'éolienne s'effectuera avec une alarme renvoyée vers le centre de conduite.

Nous pouvons également citer un système basé sur la détection de vibrations induites par la modification de la masse du rotor et la création de balourds. Les vibrations détectées porteront une signature différente d'un fonctionnement normal de la turbine à des fréquences particulières. On peut citer le système *BLADEcontrol* développé par la société IGUS.

Une dernière solution est l'installation d'un capteur à ultrasons sur la nacelle. La présence de glace à proximité du capteur réduira l'intensité du signal émis vers l'automate et déclenchera une alarme dès l'atteinte d'un seuil.

Les alarmes, si émises par les systèmes de détection présents aujourd'hui sur les éoliennes, permettent principalement de mettre à l'arrêt la machine pour garantir la sécurité des personnes et de la turbine. En effet, de nos jours, il n'y a pas obligation d'installer un système de dégivrage sur une turbine, et une telle implantation est laissée à l'initiative des exploitants (en fonction du site). Associés à un système de chauffage, il sera aisé de compléter cet arrêt de machine par la mise en fonctionnement d'un système de dégivrage. De nombreux développements apparaissent dans la lutte contre le givrage. On peut séparer ces technologies en deux catégories.

- Premièrement, les technologies passives, dont le but est d'empêcher la formation de givre sur les pales. À l'heure actuelle, on étudie l'efficacité de revêtements spéciaux supposés freiner ou ralentir la formation de givre.
- Deuxièmement, les technologies actives, entrant en fonction lorsqu'il y a détection de glace. La plupart de ces technologies sont empruntées au monde de l'aviation : déformations mécaniques et bord d'attaque chauffant.



Certaines pistes ont été étudiées, présentant chacune des avantages et des inconvénients. De manière exhaustive, nous pouvons citer :

- l'utilisation d'une grue, ou d'une plateforme, et d'opérateurs pour éliminer le givre manuellement. Cette opération devra être répétée à chaque épisode de givre, avec une présence permanente de système élévateur, ce qui est coûteux et principalement chronophage.
- l'installation de pales peintes en noire pour capter la chaleur du soleil. Cette solution testée à Yukon au Canada s'est avérée non concluante par apparition de givre récurrente, même en présence de soleil. Les conséquences sur les pales en période de fortes chaleurs estivales, par exemple, avec l'élévation de la température ne sont pas connues. Dans le cas de la France, nous pouvons ajouter un aspect normatif sur la couleur des pales qui rend cette application impossible : la couleur des pales doit être située dans des tons blancs, voire gris<sup>6</sup>.
- l'application de revêtements anti-adhérents, répulsifs à l'eau mais également réduisant la rugosité de la surface de la pale. Aucune solution convaincante n'est ressortie de plusieurs tests avec des évolutions de la surface devenant poreuse et le dépôt de givre post-traitement. Le changement de matériaux en surface perturbe également le rendement aérodynamique de la pale.
- sur le même thème, l'application de produits chimiques pour abaisser le point de solidification de l'eau, communément utilisé en aviation lors du décollage. L'utilisation d'une nacelle nous ramène à la première solution développée, sans parler principalement de l'aspect pollution du produit en lui-même.
- la solution VTT (KAT) qui est un système thermo-électrique intégré à la fibre de carbone. Même s'il s'agit d'un système de chauffe bien protégé et donc durable, il présente une forte consommation d'énergie et est installable uniquement lors de la fabrication de la pale, ce qui peut poser des contraintes de maintenance.
- Un procédé de chauffage par micro-onde aujourd'hui en développement par un constructeur de pale. Les premiers résultats sont positifs mais la portée reste trop faible pour le moment pour définir l'efficacité de cette solution.

---

<sup>6</sup> Arrêté du 13 novembre 2009 relatif à la réalisation du balisage des éoliennes situées en dehors des zones grevées de servitudes aéronautiques.

- La présence d'un convecteur chauffant dans le pied de chaque pale chez un constructeur. L'intégralité de la pale peut être chauffée par circulation d'air chaud. L'installation en usine et la forte consommation d'énergie restent de forts inconvénients.
- Le système THERMABLADE, développé par la société nord-américaine Kelly Aerospace est un revêtement existant pour avion, se présentant sous forme de feuilles chargées métalliquement. Un effet thermique sera recherché par action électrique pour empêcher toute accumulation de glace. Le système n'a cependant pas fait ses preuves commercialement parlant.
- le système EcoTEMP, développé par une entreprise nord-américaine utilise le même processus : alimentation électrique d'une couche spéciale installée en surface sur la pale. La mise sous tension provoque un chauffage uniforme du matériau sur la surface de la pale pour contrer la présence du givre. Le système n'a cependant pas fait ses preuves commercialement parlant.

## 1.5 Conclusion

Les paragraphes précédents ont permis de faire un tour d'horizon non exhaustif des problématiques R&D dans le secteur éolien. Tous les domaines et systèmes sont à l'étude et peuvent présenter de nombreuses améliorations, qui peuvent augmenter grandement le rendement de l'éolienne si elles sont toutes mises en œuvre. Nous avons principalement abordé des travaux sur la modélisation des systèmes selon différents points de vue, ou encore l'importance des charges structurelles en raison de l'évolution de la taille des éoliennes. Au-delà des recherches sur la conception des éoliennes, la dernière section a présenté des études pour optimiser le rendement des éoliennes en présence de givre. La solution développée dans le chapitre 5 peut être installée sur des éoliennes avant construction, mais également en rétrofit<sup>7</sup>.

Le chapitre suivant va maintenant expliciter les premiers travaux relatifs à la modélisation d'une éolienne sur plateforme numérique.

---

<sup>7</sup> Rétrofit : modification ou remplacement d'un système partiel ou entier après installation du parc.



---

# CHAPITRE 2

## MODÉLISATION D'UNE ÉOLIENNE ET SYNTHÈSE D'UN RÉGULATEUR CRONE

### Sommaire

2.1	Introduction .....	55
2.2	Loi de commande robuste d'ordre non entier pour les systèmes scalaires .....	57
2.3	Stratégies CRONE de première génération.....	58
2.3.1	Principe .....	58
2.3.2	Commande CRONE de première génération et régulateur PID .....	60
2.4	Stratégie CRONE de deuxième et troisième générations.....	65
2.4.1	Stratégie CRONE de deuxième génération.....	68
2.4.2	Stratégie CRONE de troisième génération .....	71
2.4.3	Le gabarit généralisé .....	73
2.4.4	Boucle ouverte fractionnaire incluant le gabarit généralisé.....	74
2.4.5	Le gabarit généralisé optimal.....	75
2.4.6	Gabarit curviligne .....	78
2.5	Modélisation et commande CRONE d'une éolienne à vitesse variable intégrant un variateur mécanique .....	80
2.5.1	Description du système .....	80
2.5.2	Modélisation du système.....	83
2.5.3	Linéarisation du modèle.....	86
2.5.4	Spécifications.....	91

2.5.5 Synthèse de la loi de commande .....	91
2.5.6 Résultats de simulation .....	94
2.5.7 Application au cas réel : simulation avec vent réel.....	96
2.6 Conclusions .....	99

## NOMENCLATURE

$\beta_0(s)$ :	Fonction de transfert de la boucle ouverte nominale
$\beta_h(s)$ :	Fonction de transfert du filtre passe-bas
$\beta_i(s)$ :	Fonction de transfert d'un PI d'ordre entier
$\beta_m(s)$ :	Ensemble des fonctions de transfert des modèles généralisés sur $[\omega_A, \omega_B]$
$F(s)$ :	Fonction de transfert de la perturbation du vent
$F_0(s)$ :	Fonction de transfert nominale de F
$FFd(s)$ :	Fonction de transfert du feedforward
$G(s)$ :	Fonction de transfert du procédé
$G_0(s)$ :	Fonction de transfert du procédé nominal
$K(s)$ :	Fonction de transfert du régulateur rationnel
$K_F(s)$ :	Fonction de transfert du régulateur fractionnaire
$PIF(s)$ :	Fonction de transfert du PIDF
$T(s), S(s), GS(s), KS(s)$ :	Fonctions de sensibilité
$X_l$ :	Limite supérieure de la fonction de transfert $X(s)$
$X_u$ :	Limite inférieure de la fonction de transfert $X(s)$
$[\omega_A, \omega_B]$ :	Bande de fréquence pour l'optimisation des paramètres de la fonction de transfert de la boucle ouverte nominale
$J$ :	Critère d'optimisation
$M_\phi$ :	Marge de phase
$M_r$ :	Pic de résonance
$M_{r0}$ :	Pic de résonance nominal
$n$ :	Ordre fractionnaire réel du dérivateur sur $[\omega_A, \omega_B]$
$n_i$ :	Ordre entier de l'intégrateur sur $[\omega_A, \omega_B]$
$n_F$ :	Ordre du filtre passe-bas
$\omega_{cg}$ :	Fréquence de gain unité de la boucle ouverte
$\omega_r$ :	Fréquence de résonance de la boucle fermée
$C_p$ :	Coefficient de puissance
$\lambda$ :	Tip speed ratio, ou coefficient de vitesse spécifique
$\omega_{rot}$ :	Vitesse de rotation du rotor (rad/s)
$P_{wind}$ :	Puissance du flux d'air (W)
$\rho$ :	Densité de l'air ( $1.225 \text{ kg/m}^3$ )
$R$ :	Longueur de pale (39 m)

$S$ :	Surface balayée par les pales (4 778 m <sup>2</sup> )
$\omega_{C/b\hat{a}t\hat{i}}$ :	Vitesse de rotation de la couronne par rapport au bâti (rad/s)
$\omega_{PC/b\hat{a}t\hat{i}}$ :	Vitesse de rotation du planétaire central par rapport au bâti (rad/s)
$\omega_{PS/b\hat{a}t\hat{i}}$ :	Vitesse de rotation du porte-satellite par rapport au bâti (rad/s)
$T_{carrier}$ :	Couple du porte-satellites (N.m)
$T_{elec}$ :	Couple de la génératrice (N.m)
$T_{sun}$ :	Couple du planétaire central (N.m)
$T_{wind}$ :	Couple de l'arbre lent (N.m)
$J_{eq}$ :	Inertie équivalente de l'ensemble mécanique tournant (kg.m <sup>2</sup> )
$\mu_{eq}$ :	Coefficient de frottements visqueux équivalent de l'ensemble mécanique tournant (N.m/rad/s)
$\alpha$ :	Rapport de réduction du train épicycloïdal
$V_{hub}$ :	Vitesse du vent à hauteur de moyeu (m/s).
$V_{MPP}$ :	Consigne de la vitesse de rotation de l'arbre lent (rad/s).
$V_{wind}$ :	Vitesse du vent (m/s).

## 2.1 Introduction

Historiquement, plusieurs types d'éoliennes ont vu le jour et différentes architectures ont été testées pour arriver aux évolutions finales que l'on voit s'ériger sur nos territoires. Dans les différentes étapes de ce processus, nous pouvons citer tout d'abord l'essor de l'éolien après les premiers chocs pétroliers des années 1970, où l'on voit des développements autour d'éoliennes à axes horizontal et vertical [Dubois, 2009]. Pour les éoliennes verticales, on peut noter le type Darieus qui s'inspire de l'effet de portance subi par une aile d'avion en utilisant le vent relatif pour entraîner le rotor ; ou encore le type Savionus qui utilise le vent direct pour la rotation du rotor composé de godets demi-cylindriques, l'anémomètre à coupelle étant un exemple bien connu de ce type. Malgré l'avantage d'avoir une génératrice souvent au sol, le faible rendement et les charges subies par ces systèmes ont favorisé le développement des éoliennes à axes horizontales, qui finissent par s'imposer dans les années 1980, concept rappelant l'utilisation des moulins à vent dans les exploitations agricoles ou encore les installations hydrauliques dites de pompage. Les éoliennes présentent des divergences d'architectures [Camblong, 2003] plutôt que de fonctionnement. Même si le nombre de pales peut changer, la nature des pales ne donne pas lieu à des conceptions différentes selon les constructeurs, mais plutôt à des évolutions de la chaîne cinématique :

- utilisation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil (vitesse fixe ou deux vitesses) dans les années 1990,
- évolution de l'électronique de puissance pour des systèmes à vitesse variable dans les années 2000,
- besoin ou non de multiplicateur.

De nos jours, deux architectures sont majoritaires sur le marché pour des éoliennes à vitesse variable (illustré précédemment Figure 1.2)

- utilisation d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) associée à un multiplicateur et un convertisseur dimensionné pour environ 30% de la puissance totale de l'éolienne [Karrari *et al.*, 2008] ;
- utilisation d'une génératrice synchrone sans multiplicateur (Direct Drive) et conversion totale de la puissance [Pena *et al.*, 1996].

Les technologies à vitesse variable se sont tournées vers des solutions bi-vitesses avec des évolutions au niveau du stator (connexion d'un bobinage supplémentaire à partir d'une certaine vitesse de vent), puis vers des solutions « Électronique de puissance » pour la conversion d'énergie pour permettre l'optimisation de la récupération de la puissance du vent



pour chaque vitesse de vent (voir ci-après) [Blaabjerg *et al.* 2006] [Lin *et al.*, 2012]. Mais il existe des concepts qui se veulent innovants, non pas dans la réalisation de nouveaux éléments, mais dans l'association de systèmes existants comme dans le cas de l'architecture de la Figure 2.25 étudiée dans le cadre de ce chapitre. Ainsi, dans ce chapitre, après un rappel de la synthèse CRONE classique, la modélisation d'une éolienne à vitesse variable, associant un train épicycloïdal comme variateur de vitesse et une machine synchrone, est effectuée sous MATLAB<sup>®</sup> SIMULINK<sup>®</sup>. Ce type d'éolienne a vu le jour sous forme d'un prototype sans arriver à l'étape commerciale malgré des résultats prometteurs. En effet, les organes mécaniques sont reconnues plus fiables que les systèmes électriques de par leurs utilisations dans des systèmes éprouvés depuis des décennies voire des siècles, avec une maintenance réduite et maîtrisée.

Dans cette étude, le but est de simuler le comportement de cette éolienne et de retrouver la courbe de puissance théorique. Afin de synthétiser un régulateur pour asservir la vitesse de l'arbre lent, la linéarisation du modèle est effectuée grâce à une méthodologie particulière explicitée ci-après. La commande CRONE de 3<sup>e</sup> génération est choisie par souci de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du système. La comparaison avec un régulateur plus traditionnel de type PI est finalement proposée pour présenter les résultats de simulation obtenus et conclure quant à l'intérêt du régulateur CRONE. En effet, la méthodologie CRONE a été choisie pour répondre à la contrainte de la variation incessante de la vitesse du vent (occasionnant les variations paramétriques). Un tel régulateur peut assurer un temps de réponse raisonnable, une grande précision et une marge de phase garantie sur une plage de fonctionnement définie (de par la minimisation du facteur de résonance du système en boucle fermée en présence d'incertitudes). Il présente certains avantages comme la prise en compte de l'ensemble des incertitudes pour la synthèse contrairement à l'approche  $H_\infty$  [Kwakernaak, 1993] et ce, sans surestimation. En pratique, la méthodologie CRONE présentent de meilleures performances que l'approche  $H_\infty$  [Oustaloup *et al.*, 1995], ainsi qu'un nombre réduit de paramètres d'optimisation, facilitant les itérations pour arriver au résultat optimal, contrairement à la commande QFT [Horowitz, 1993]. Nous verrons que les résultats sont relativement positifs quant à son utilisation.

## 2.2 Loi de commande robuste d'ordre non entier pour les systèmes scalaires

Notre objectif est la synthèse du régulateur  $K(s)$  (Figure 2.1) qui permet au système ou procédé régulé  $G$  (de modèle  $G(s)$ ) d'atteindre les performances énoncées par un cahier des charges tout en faisant face aux compromis entre ces exigences et les contraintes portant sur le système.

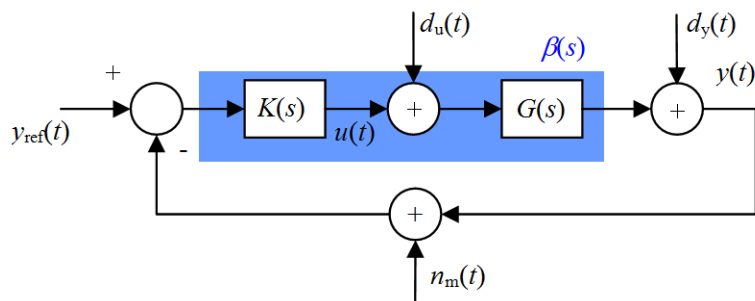


Figure 2.1: Schéma de la boucle de commande

La propriété de robustesse d'un régulateur se traduit par la conservation des différentes performances de la boucle d'asservissement lors de l'implémentation de  $K(s)$  sur l'ensemble des fonctions ou matrices de transfert  $G(s)$  [Oustaloup *et al.*, 1999]. La particularité de la commande robuste d'ordre non entier (CRONE) est de chercher la robustesse du degré de stabilité là où d'autres lois de commande ne recherchent que la robustesse de la stabilité. La robustesse du degré de stabilité est une robustesse plus sévère que la robustesse de la stabilité seule et on s'intéressera au maintien de la performance dynamique que constitue le facteur de résonance ou le facteur d'amortissement en asservissement vis-à-vis des variations paramétriques du procédé [Lanusse, 1994]. Les facteurs de résonance et d'amortissement en asservissement sont en effet généralement liés au premier dépassement réduit de la réponse libre ou indicelle en asservissement et donc permettent une estimation de la robustesse du degré de stabilité des systèmes bouclés sans qu'aucune simulation temporelle ne soit nécessaire. La fréquence propre amortie est un autre paramètre allant de paire avec le facteur de résonance en asservissement. Contrairement à d'autres lois de commande (commande à modèle interne (IMC), commande adaptative, commande à grand gain, etc.), la loi de commande CRONE ne cherche pas particulièrement à robustifier cette fréquence. Ce degré de liberté supplémentaire permet de limiter les efforts de commande en ne tentant pas d'aller contre la dynamique naturelle du système. En découplant robustesse de l'amortissement et la robustesse de la rapidité, la commande CRONE permet d'assurer un amortissement robuste

sans que celui-ci se paie au prix de la robustesse de la rapidité et donc à des efforts de commande trop élevés [Pommier *et al.*, 2002].

Dans la suite de ce chapitre, nous supposerons dans un premier temps que la marge de gain est suffisamment grande pour que la marge de phase  $M_\phi$  chiffre à elle seule et de façon simplifiée le degré de stabilité. Conjointement, on se limitera aussi à l'étude d'un système monovisible à une seule entrée et une seule sortie (SISO : Single Input Single Output).

Considérons le schéma de commande élémentaire donné par la Figure 2.1 et, dans le contexte de la robustesse du degré de stabilité, précisons la nature des variations de phase qui contribuent à celles de la marge de phase  $M_\phi$

Les variations de la marge de phase  $M_\phi$  peuvent résulter :

- des variations de la phase du procédé à la fréquence au gain unité en boucle ouverte  $\omega_u$  (elle-même susceptible de varier),
- des variations de la phase du régulateur autour de la fréquence  $\omega_u$ .

Une façon de rendre robuste le degré de stabilité de la commande vis-à-vis des variations des paramètres du procédé, consiste notamment à réduire les variations de la marge de phase  $M_\phi$  [Oustaloup *et al.*, 2008].

Ceci pourra se faire soit en diminuant les variations de phase dues au régulateur (Figure 2.2), soit en faisant en sorte que le produit  $G(s)K(s)$  c'est-à-dire la fonction de transfert de la boucle ouverte, ait une phase constante quel que soit l'état paramétrique du procédé. Cette idée est à la base des deux premières générations de la commande CRONE qui sont à présent décrites [Oustaloup *et al.*, 2013].

## 2.3 Stratégies CRONE de première génération

### 2.3.1 Principe

La stratégie la plus immédiate pour rendre robuste la boucle fermée de la Figure 2.1 est de choisir une pulsation  $\omega_u$  se situant dans une plage de fréquence où les variations de phase du procédé ne sont pas excessives et de réduire au maximum les variations de phase du régulateur. En adoptant cette stratégie, la variation de la marge de phase ne sera plus qu'égale à la variation de la phase du procédé. La Figure 2.2 illustre le cas où la variation de la pulsation  $\omega_u$  dans la plage de fréquence  $[\omega_A, \omega_B]$  est due à une variation du gain du procédé  $G$ .

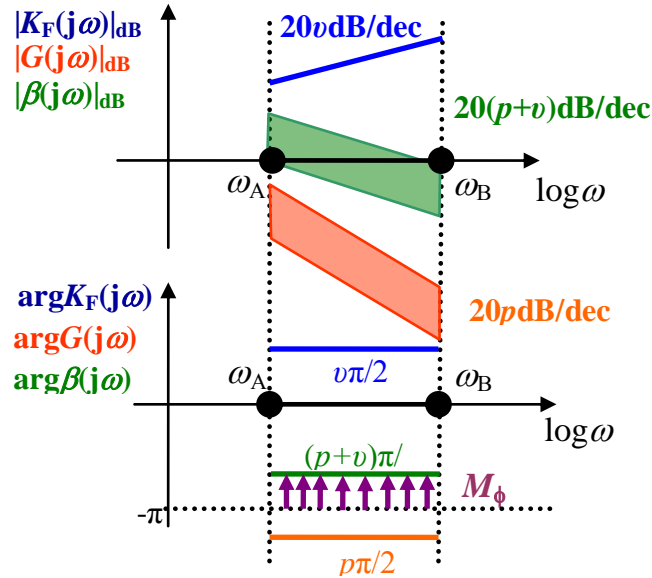


Figure 2.2 : Diagramme de Bode du régulateur, du procédé et de la boucle ouverte

La recherche d'un régulateur CRONE à phase constante  $K(s)$  définit l'approche initiale de la commande CRONE qu'utilise, notamment, la commande CRONE de première génération. Le régulateur fractionnaire CRONE défini par la transmittance d'ordre non entier réel bornée en fréquence :

$$K_F(s) = C_0 \left( \frac{1 + \frac{s}{\omega_l}}{1 + \frac{s}{\omega_h}} \right)^v \quad \text{avec } \omega_l < \omega_A \text{ et } \omega_h > \omega_B, \quad (2.1)$$

est approximé par une version réelle et entière de ce même régulateur obtenu grâce à une distribution récursive de  $N$  zéros et de  $N$  pôles réels (Figure 2.3), soit :

$$K_R(s) = C_0 \prod_{k=N-1}^N \left( \frac{1 + \frac{s}{\omega'_k}}{1 + \frac{s}{\omega_k}} \right), \quad (2.2)$$

avec :

$$\frac{\omega'_{k+1}}{\omega'_k} = \frac{\omega_{k+1}}{\omega_k} = \alpha \eta, \quad (2.3)$$

$$\frac{\omega_k}{\omega'_k} = \alpha \quad \text{et} \quad \frac{\omega'_{k+1}}{\omega_k} = \eta, \quad (2.4)$$

$$\alpha = \left( \frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{(1-v)}{(2N+1)}}, \quad (2.5)$$

$$\eta = \left( \frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{v}{(2N+1)}}. \quad (2.6)$$

La particularité de la commande CRONE de première génération se situe dans l'apport de phase constante par le régulateur (Figure 2.3) dans la plage de fréquence où est susceptible d'évoluer la pulsation au gain unité en boucle ouverte. En effet, quand la fréquence au gain

unité en boucle ouverte  $\omega_u$  se situe dans la plage de fréquences  $[\omega_A, \omega_B]$ , le blocage de phase à  $\nu\pi/2$  du régulateur assure alors l'invariance de la phase de ce dernier autour de la fréquence  $\omega_u$ . Le régulateur ne participe donc pas aux variations de la marge de phase. Si le procédé a un comportement asymptotique d'ordre  $p$ , la marge de phase sera alors égale à  $(\nu+p+2)\pi/2$  (Figure 2.2).

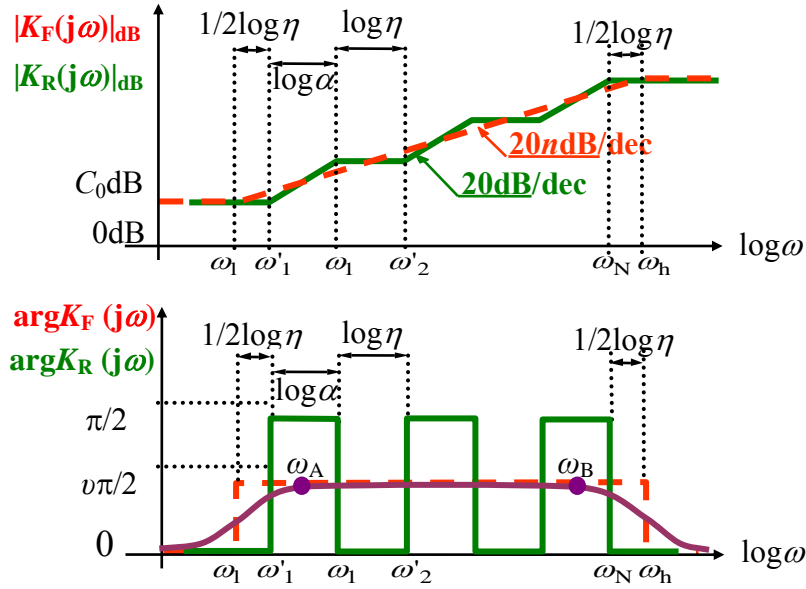


Figure 2.3 : Réponse fréquentielle de la version fractionnaire de  $K_F$  et réelle  $K_R$  d'un régulateur CRONE à phase constante d'ordre non entier  $\nu$

De manière à limiter les efforts de commandes et l'erreur statique liée à l'effet de signaux exogènes constants, le régulateur est complété d'un intégrateur borné en fréquence d'ordre  $n_i$  et d'un filtre haute fréquence d'ordre  $n_f$  :

$$K_F(s) = C_0 \left( \frac{\omega_l}{s} + 1 \right)^{n_i} \left( \frac{1 + \frac{s}{\omega_l}}{1 + \frac{s}{\omega_h}} \right)^{\nu} \frac{1}{\left( 1 + \frac{s}{\omega_F} \right)^{n_f}} \quad (2.7)$$

avec  $[n_i, n_f] \in \mathbb{N}^2$  et  $\omega_l \leq \omega_u$ , et  $\omega_F \geq \omega_h, \in \mathbb{R}^+$ .

$n_f = 0$  assure la constance de la fonction de sensibilité sur l'effort de commande alors que  $n_f \geq 1$  assure la décroissance de cette même fonction de sensibilité.

### 2.3.2 Commande CRONE de première génération et régulateur PID

Supposant un système à commander défini par la fonction de transfert :

$$G(s) = \frac{g_0}{s \left( \frac{s}{\omega_0} + 1 \right)} \quad \text{avec } g_0 \in [2; 21] \quad \text{et } \omega_0 \in [5; 50]. \quad (2.8)$$

Le procédé nominal sera choisi pour  $g_0 = 2.14$  et  $\omega_0 = 25$  rad/s. La réponse fréquentielle du procédé est présentée Figure 2.4. Au voisinage d'une pulsation au gain unité en boucle

ouverte définie par  $\omega_u = 600$  rad/s (résultant d'un choix arbitraire), les variations de la phase du procédé dues aux variations paramétriques sont relativement faibles et les variations de la réponse fréquentielle de  $G$  se réduisent essentiellement à des variations de son module. Les régulateurs CRONE et PID qui sont synthétisés permettent d'obtenir une marge de phase de  $50^\circ$ . Le régulateur PID avec filtre (Figure 2.5) est de la forme :

$$K_F(s) = C_0 \left( \frac{\omega_I}{s} + 1 \right)^{n_i} \left( \frac{1 + \frac{s}{\omega_l}}{1 + \frac{s}{\omega_h}} \right) \frac{1}{\left( 1 + \frac{s}{\omega_F} \right)^{n_f}} \quad (2.9)$$

avec :  $n_I = n_F = 1$ ,  $\omega_l = 60$  rad/s,  $\omega_F = 6000$  rad/s,  
 $\omega_l = 166.2$  rad/s,  $\omega_h = 2160$  rad/s et  $C_0 = 1850$ .

Le régulateur CRONE fractionnaire (Figure 2.5) est de la forme (2.7) avec :

$n_I = n_F = 1$ ,  $\omega_l = 40$  rad/s,  $\omega_F = 60000$  rad/s,  
 $\omega_l = 46.16$  rad/s,  $\omega_h = 1560$  rad/s,  $\nu = 0.62$  et  $C_0 = 1360$ .

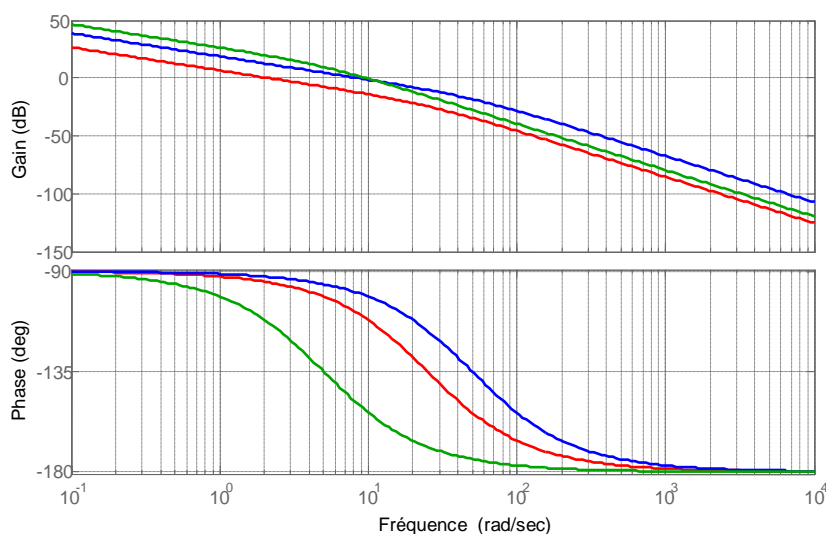


Figure 2.4 : Réponse fréquentielle du procédé nominal (—) et de deux procédés reparamétrisés (— et —)

La Figure 2.5 est une comparaison fréquentielle des régulateurs CRONE rationnel et PID obtenus. On peut observer que contrairement au régulateur PID, le placement en fréquence du régulateur CRONE ne présente pas de symétrie par rapport à la pulsation  $\omega_u$ . Ceci est ici dû au procédé nominal choisi. Cette dissymétrie permet d'une part d'améliorer le compromis robustesse-immunité de l'entrée du procédé, et d'autre part d'apporter de la phase à la boucle ouverte sur une plage de fréquence plus grande et plus utile pour assurer la robustesse du degré de stabilité.

La Figure 2.6 montre que les régulateurs trouvés assurent tous deux la même marge de phase ( $50^\circ$ ) à la même pulsation au gain unité (600 rad/s). Cependant, lorsqu'on applique ces

régulateurs aux procédés reparamétrés, on observe que l'apport de phase constant autour de la valeur nominale de  $\omega_u$  issu du régulateur CRONE, permet de conserver un même degré de stabilité quel que soit le procédé (Figure 2.7). Ce n'est bien évidemment pas le cas avec le régulateur PID appliqué sur les mêmes procédés reparamétrés (Figure 2.8), le degré de stabilité étant même très faible pour un des procédés reparamétrés. Les simulations temporelles de la réponse en boucle fermée à une variation échelon de la consigne (CRONE Figure 2.9 et PID Figure 2.10) permettent de corroborer ses observations.

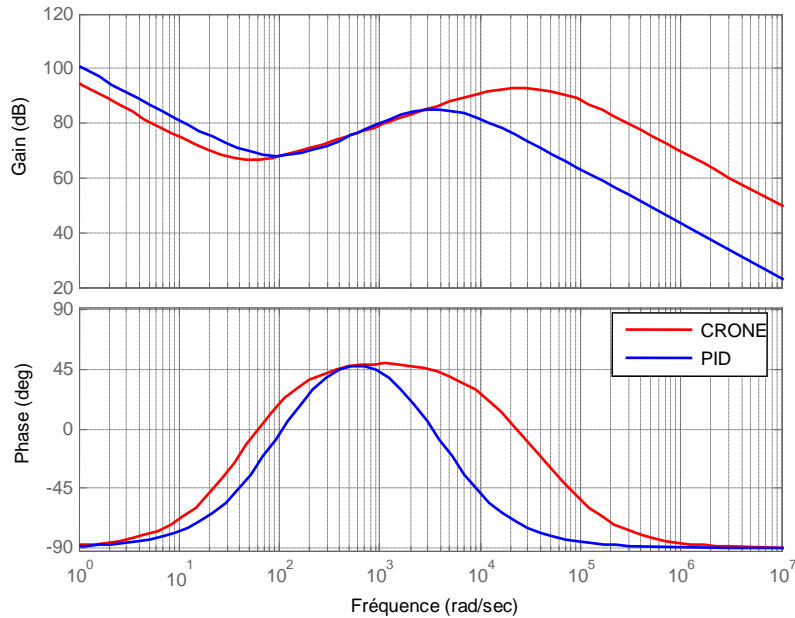


Figure 2.5 : Comparaison des régulateurs obtenus

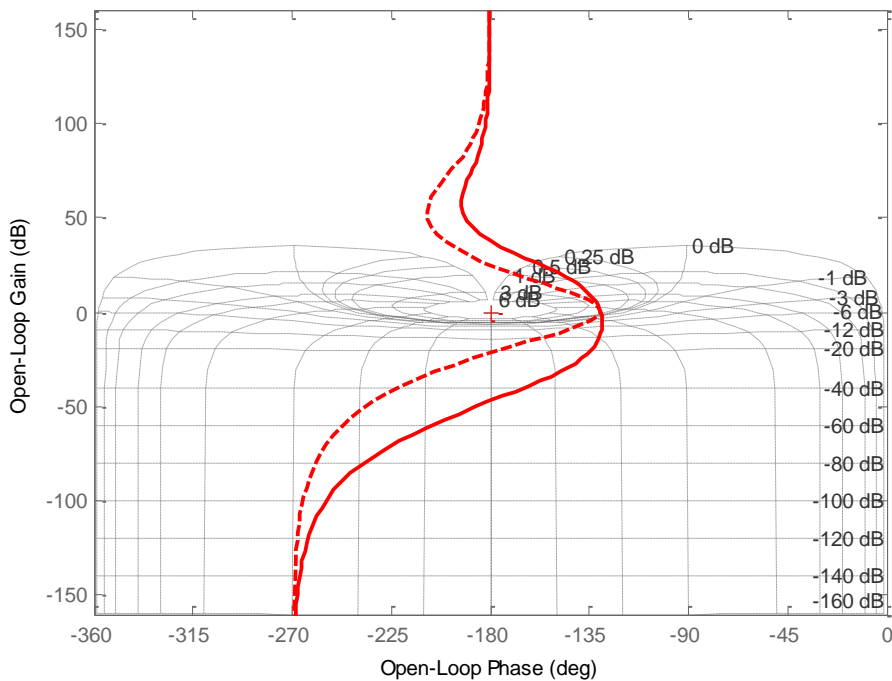


Figure 2.6 : Diagramme de Nichols des boucles ouvertes nominales liées au régulateur

CRONE (-) et au régulateur PID (-.-)

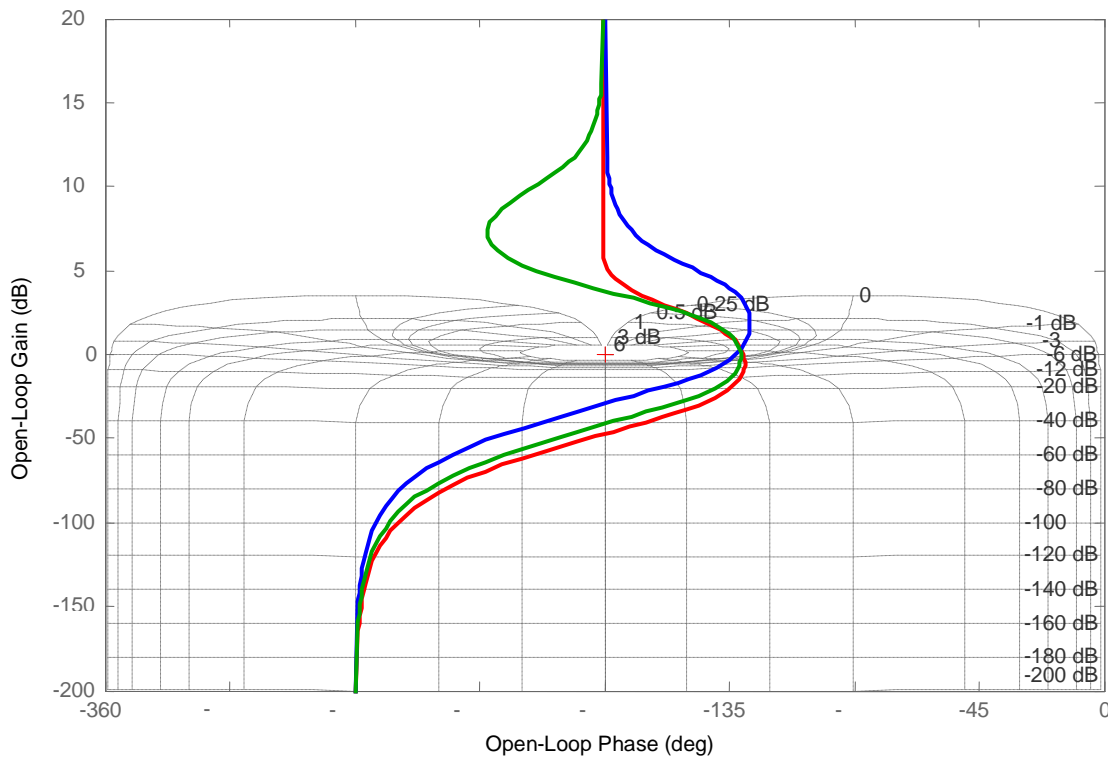


Figure 2.7 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte CRONE pour les procédés nominal (-) et reparamétrés (- et -)

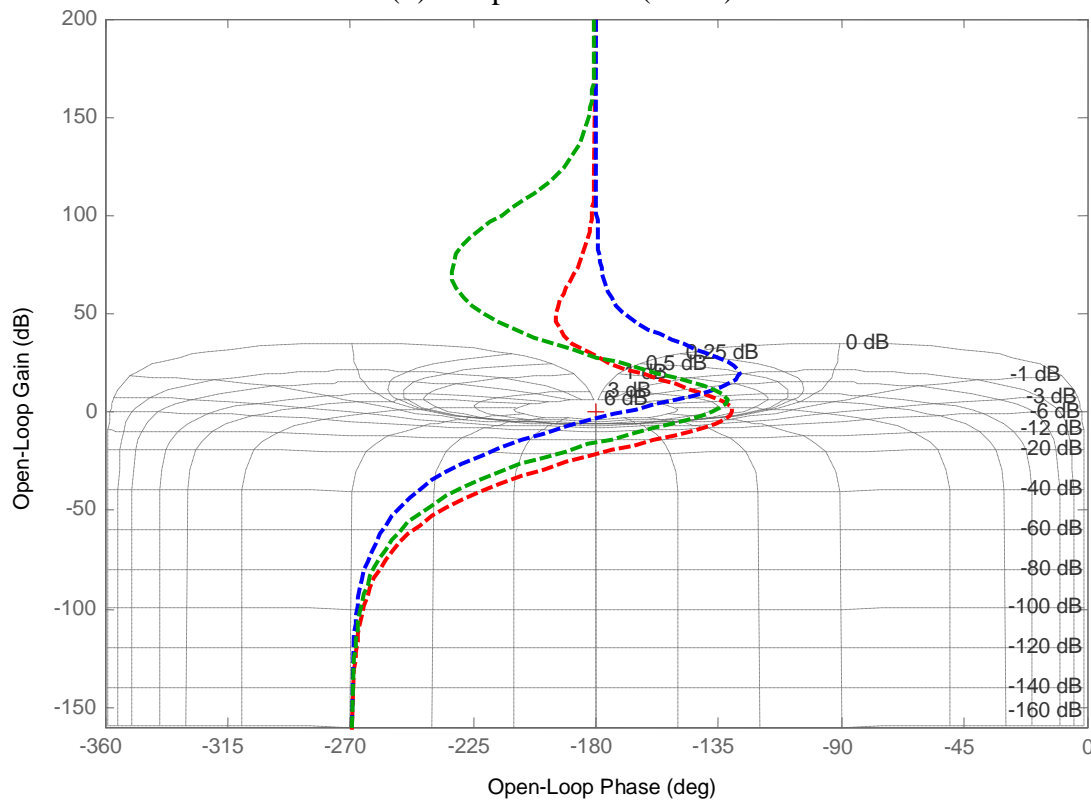


Figure 2.8 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte intégrant le PID pour les procédés nominal (-.-) et reparamétrés (-.- et -.-)



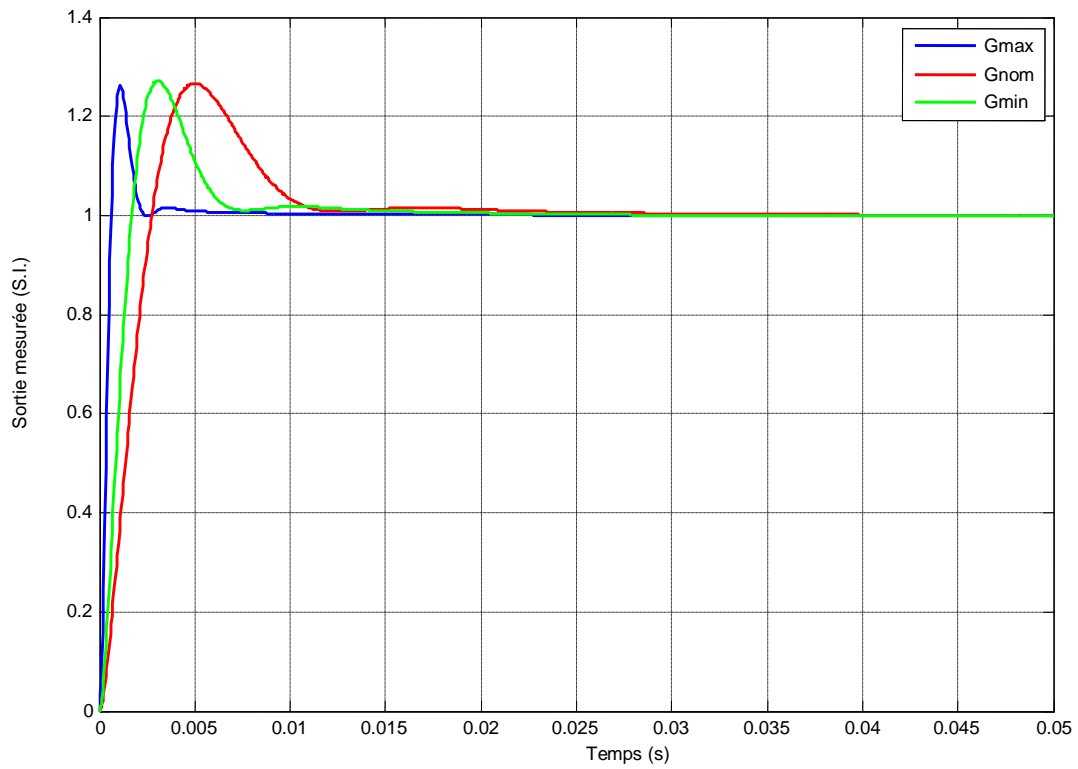


Figure 2.9 : Réponses indicielles de la boucle fermée intégrant un régulateur CRONE

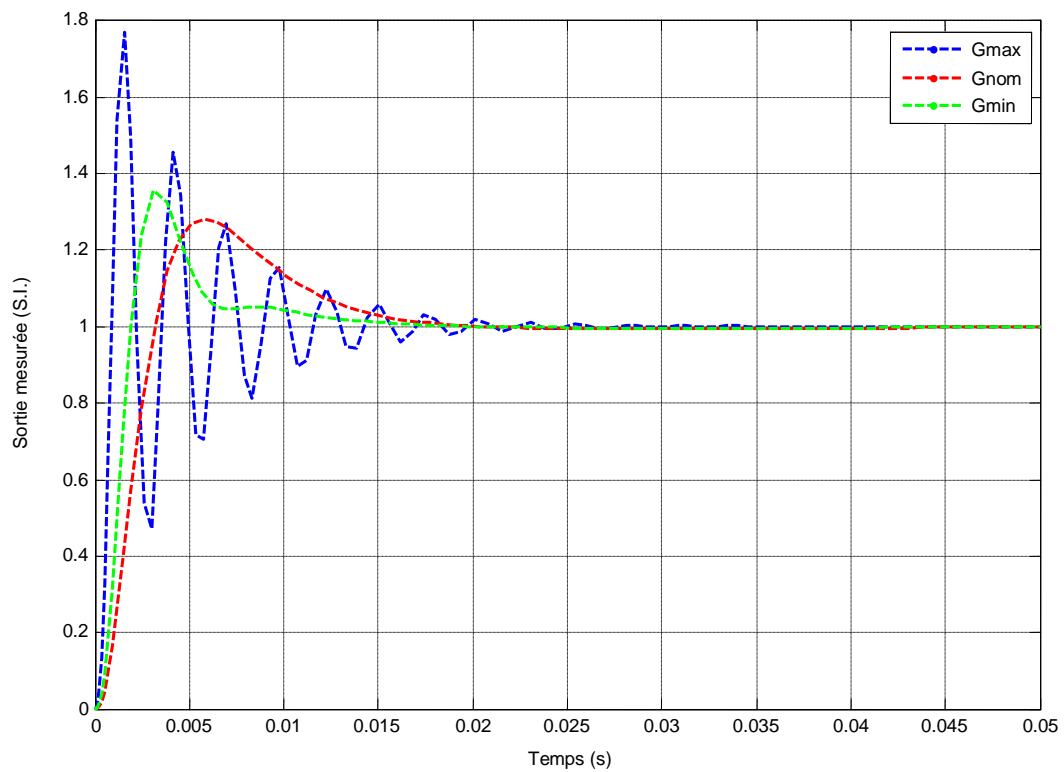


Figure 2.10 : Réponses indicielles de la boucle fermée intégrant un régulateur PID

## 2.4 Stratégie CRONE de deuxième et troisième générations

Bien qu'elles aient été développées de façon totalement indépendante, les différentes générations de commande CRONE ne sont pas les seules approches de synthèse ayant trait aux systèmes fractionnaires. Avant de décrire les approches CRONE de deuxième et troisième générations qui étendent le domaine d'application de la commande CRONE, notamment en s'intéressant à d'autres types de variations paramétriques, présentons rapidement d'autres approches avec lesquelles elles ont des points communs.

Devant un problème de stabilisation d'amplificateur à lampe dont le gain variait en fonction de la température, Bode fut probablement le premier en 1945 à proposer une solution s'apparentant à la mise en œuvre d'opérateurs fractionnaires. Bode [Bode, 1945] proposa en effet d'adopter une fonction de transfert en boucle ouverte, à travers le logarithme de sa réponse fréquentielle, qui avec le recul correspond parfaitement à une fonction de transfert faisant intervenir des puissances fractionnaires :

$$\beta(s) = \frac{10^{A_0}}{\left(\sqrt{1 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} + \frac{s}{\omega_0}\right)^{2(1-k)}} \quad (2.10)$$

En choisissant une valeur de  $k$  égale à  $1/6$ , une marge de phase de l'ordre de  $30^\circ$  est ainsi assurée et ce, malgré une variation importante du gain d'amplification  $A_0$ . Si on définit  $\omega_0 = 1$  rad/s et  $A_0 = 1$ , on obtient le diagramme de Bode de la Figure 2.11 où l'on voit clairement le «blocage de phase» à partir de la pulsation  $\omega_0 = 1$  rad/sec.

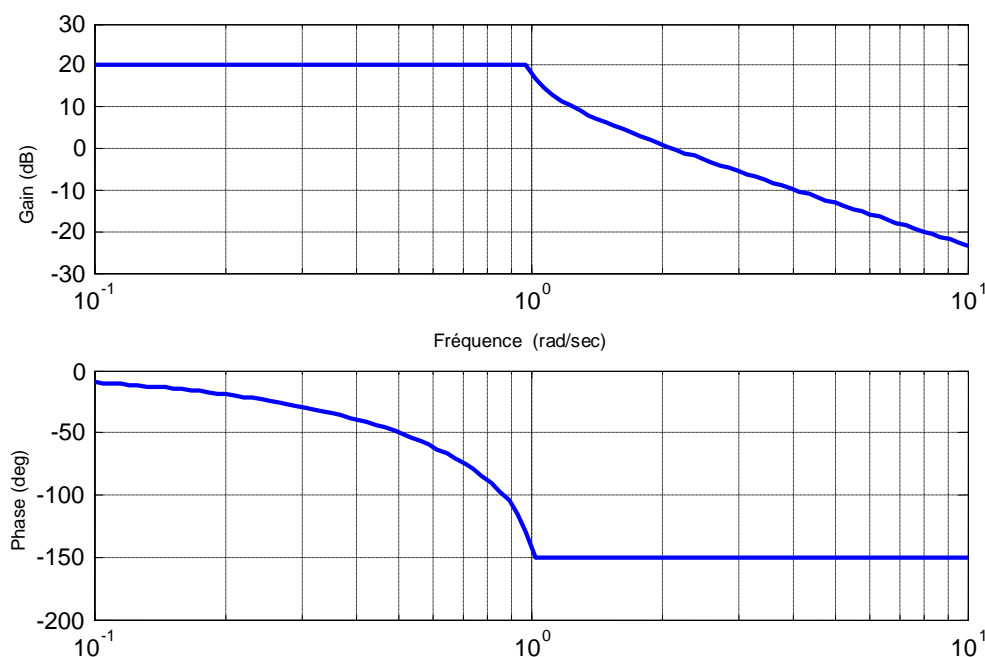


Figure 2.11 : Diagramme de Bode de la réponse fréquentielle de la boucle ouverte fractionnaire définie par Bode

La fonction de transfert n'étant pas réalisable sous sa forme fractionnaire, il l'approxima par une fonction de transfert rationnelle composée d'une alternance de zéros et de pôles sur la bande de fréquence la plus pertinente pour commander le système.

Tustin en 1958 [Tustin, 1958] proposa d'appliquer la solution optimale de Bode sur un problème de contrôle de mouvement. La problématique initiale du problème de Bode fut complétée par une prise en compte des limitations des actionneurs (Figure 2.12).

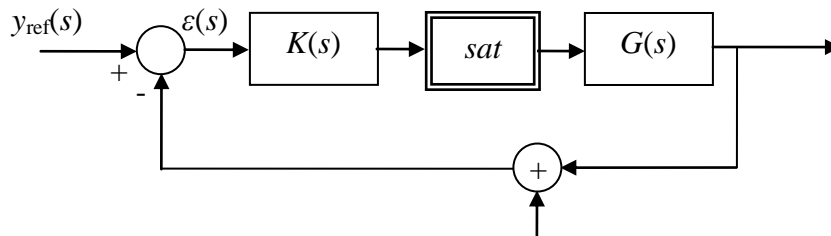


Figure 2.12 : Schéma de commande équivalent au problème de Tustin

Afin de conserver une marge de phase convenable autour de la fréquence de coupure  $\omega_c$  du procédé à commander, il proposa de concevoir une boucle fermée robuste dont la fonction de transfert en boucle ouverte était fractionnaire.

Dans une communication entre T. Yoshida et S. Manabe, l'idée d'une séparation du signal de commande en deux signaux à appliquer avant et après la saturation vit le jour. Il fut prouvé que séparer le signal de commande revenait à faire en sorte que la fonction de transfert en boucle ouverte soit de la forme d'un intégrateur fractionnaire :

$$\beta(s) = \left(\frac{\omega_c}{s}\right)^v. \quad (2.11)$$

Manabe [Manabe, 1960, 1961, 1962, 1998 et 2002] fut le premier à réellement et clairement utiliser le comportement fractionnaire d'une réponse fréquentielle. Enfin, Podlubny en 1999 proposa de généraliser le traditionnel régulateur PID en proposant un régulateur PID dont à la fois les actions intégrale et dérivée comportent des ordres fractionnaires [Podlubny et al, 1999]. On peut considérer ce PID fractionnaire comme une légère extension du régulateur CRONE de première génération dont il étend un peu le domaine d'application.

A l'inverse de la commande CRONE de première génération qui avait l'avantage d'être simple d'utilisation, celle de deuxième génération a pour but d'annuler globalement les variations de la phase de la réponse fréquentielle en boucle ouverte et plus uniquement celle

du régulateur. Il n'est donc plus nécessaire de chercher une fréquence au gain unité où les variations paramétriques du procédé se répercutent essentiellement sur le gain. La commande CRONE de troisième génération permettra quant à elle de considérer d'autres types de variations paramétriques.

Le schéma de commande reste identique à celui proposé pour la première génération de commande CRONE (Figure 2.1). Cependant, le but n'est plus de rechercher un régulateur  $K(s)$  fractionnaire mais de définir une fonction de transfert en boucle ouverte  $\beta(s)=G(s)K(s)$  d'ordre fractionnaire réel (deuxième génération) ou complexe (troisième génération) et d'en déduire le régulateur :

$$\beta(s) = \left(\frac{\omega_u}{s}\right)^\nu \quad (2.12)$$

Selon que l'ordre de dérivation  $\nu$  est réel ou complexe ( $\nu = a + ib$ ), le lieu de Nichols de  $\beta(j\omega)$  sera respectivement une droite verticale ou une droite oblique (Figure 2.13).

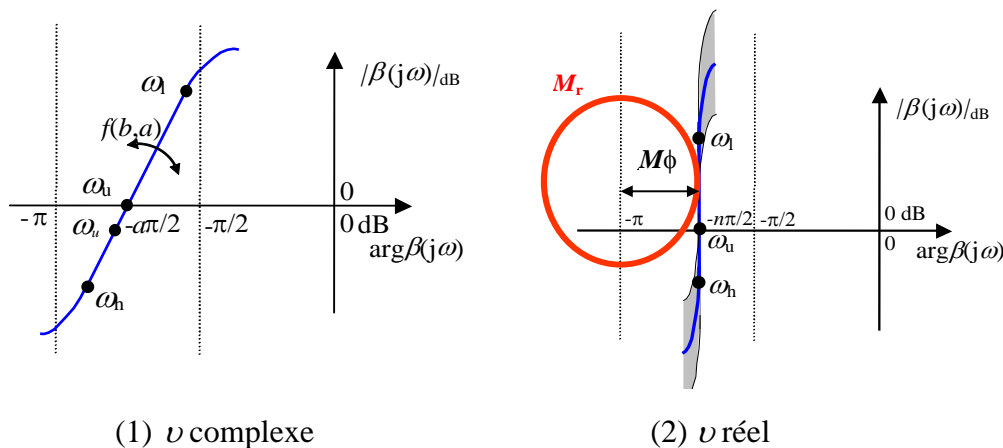


Figure 2.13 : Lieu de Nichols de  $\beta(j\omega)$  pour un ordre de dérivation  $\nu$  complexe (1) et réel (2)

Ces comportements fréquentiels n'étant nécessaires que sur une plage de fréquences située autour de la fréquence au gain unité, la fonction de transfert en boucle ouverte utilisée n'est celle d'un intégrateur d'ordre fractionnaire qu'entre des pulsations  $\omega_l$  et  $\omega_h$ . Pour la commande CRONE de deuxième génération, le blocage de phase désiré est ainsi obtenu avec une fonction de transfert définie au voisinage de  $\omega_u$  par :

$$\beta(s) \approx \left(\frac{\omega_u}{\omega_l} \frac{1 + \frac{s}{\omega_h}}{1 + \frac{s}{\omega_l}}\right)^\nu \quad \text{avec} \quad \omega_l < \omega_h. \quad (2.13)$$

### 2.4.1 Stratégie CRONE de deuxième génération

La fonction de transfert définie par (2.13) conduit donc à un lieu de Nichols en boucle ouverte qui dessine le gabarit vertical ( $\nu$  réel) pour l'état paramétrique nominal du procédé (Figure 2.13(2)). Lors d'une reparamétrisation du procédé (reparamétrisation conduisant uniquement à des variations de gain de la fonction de transfert en boucle ouverte autour de  $\omega_u$  pour  $\nu$  réel), ce gabarit vertical glisse alors sur lui-même, assurant ainsi non seulement la constance de la marge de phase  $M_\phi$ , mais également la constance du premier dépassement réduit de la réponse libre et du facteur d'amortissement, à travers la tangence du gabarit à un même contour d'isoamortissement [Oustaloup-2, 1995]).

La recherche d'un tel gabarit définit l'approche qu'utilise **la commande CRONE de 2<sup>me</sup> génération**.

En effet, l'étude du comportement en boucle fermée du gabarit vertical montre qu'il est exclusivement lié au comportement en boucle ouverte au voisinage de la fréquence au gain unité. Les fonctions de sensibilité  $S(s)$  et sensibilité complémentaire  $T(s)$ , ainsi que  $KS(s)$  et  $SG(s)$ , admettent comme expression :

$$T(s) = \frac{\beta(s)}{1 + \beta(s)} = \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{\omega_u}\right)^\nu}, \quad (2.14)$$

$$S(s) = \frac{1}{1 + \beta(s)} = \frac{\left(\frac{s}{\omega_u}\right)^\nu}{1 + \left(\frac{s}{\omega_u}\right)^\nu}, \quad (2.15)$$

$$KS(s) = \frac{K(s)}{1 + \beta(s)}, \quad (2.16)$$

$$SG(s) = \frac{G(s)}{1 + \beta(s)}. \quad (2.17)$$

Le gain de ces fonctions de transferts atteint respectivement un maximum pour la fréquence de résonance :

$$\omega_T = \left(-\cos\left(\nu\frac{\pi}{2}\right)\right)^{\frac{1}{\nu}} \omega_u, \quad (2.18)$$

et

$$\omega_S = \left(-\cos\left(\nu\frac{\pi}{2}\right)\right)^{\frac{1}{\nu}} \omega_u. \quad (2.19)$$

La résonance existe et la stabilité est assurée si  $-\cos(\nu\pi/2) > 0$  et  $\nu < 2$ , c'est-à-dire si et seulement si  $1 < \nu < 2$ . Les facteurs de résonance s'écrivent respectivement :

$$Q_T = M_T = \left| \frac{T(j\omega_T)}{T(j0)} \right| = \frac{1}{\sin\left(\nu \frac{\pi}{2}\right)}, \quad (2.20)$$

$$Q_S = \left| \frac{S(j\omega_S)}{S(j\infty)} \right| = \frac{1}{\sin\left(\nu \frac{\pi}{2}\right)} = (M_m)^{-1}, \quad (2.21)$$

avec  $M_T$  et  $M_m$ , respectivement le pic de résonance et la marge de module. On note le lien exclusif entre le facteur de résonance et l'ordre de la commande  $\nu$  (indépendance vis-à-vis de  $\omega_u$ ). Il est donc possible de parler de résonance robuste.

Afin de prendre en compte les spécifications de précision aux basses fréquences, le gabarit vertical au voisinage de la fréquence  $\omega_u$  et les spécifications sur la sensibilité de l'entrée aux hautes fréquences, la boucle ouverte fractionnaire (2.13) sera augmentée d'un intégrateur borné d'ordre  $n_i$  et d'un filtre hautes fréquences d'ordre  $n_f$  :

$$\beta(s) = \beta_l(s)\beta(s)\beta_h(s). \quad (2.22)$$

Dans la relation (2.22) :

- $\beta_l(s)$  désigne la transmittance d'un proportionnel-intégrateur d'ordre  $n_l$  dont la fréquence transitionnelle est généralement inférieure ou égale à la fréquence transitionnelle extrême basse de  $\beta(s)$  ;  $\beta_l(s)$  est alors définie par :

$$\beta_l(s) = C_l \left( \frac{\omega'_1}{s} + 1 \right)^{n_l} \quad \text{avec } n_l \in \mathbb{N}^+ \text{ et } \omega'_1 \leq \omega_l. \quad (2.23)$$

- $\beta_h(s)$  désigne la transmittance d'un filtre passe-bas d'ordre  $n_h$  dont la fréquence transitionnelle est généralement supérieure ou égale à la fréquence transitionnelle extrême haute de  $\beta(s)$  ;  $\beta_h(s)$  est alors définie par :

$$\beta_h(s) = \frac{C_h}{\left(1 + \frac{s}{\omega'_h}\right)^{n_h}} \quad \text{avec } n_h \in \mathbb{N}^+ \text{ et } \omega'_h \geq \omega_h. \quad (2.24)$$

Ainsi  $\beta(s)$  s'écrit :

$$\beta(s) = K \left( \frac{\omega'_1}{s} + 1 \right)^{n_l} \left( \frac{1 + \frac{s}{\omega_h}}{1 + \frac{s}{\omega_l}} \right)^\nu \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega'_h}\right)^{n_h}}. \quad (2.25)$$

$K$  permet d'assurer un gain unité de la boucle ouverte à la fréquence  $\omega_u$ . L'ordre  $n_l$  est choisi de manière à garantir la précision nécessaire en régime permanent et l'ordre  $n_h$  permet

de satisfaire aux spécifications hautes fréquences, notamment celles relatives au signal de commande.

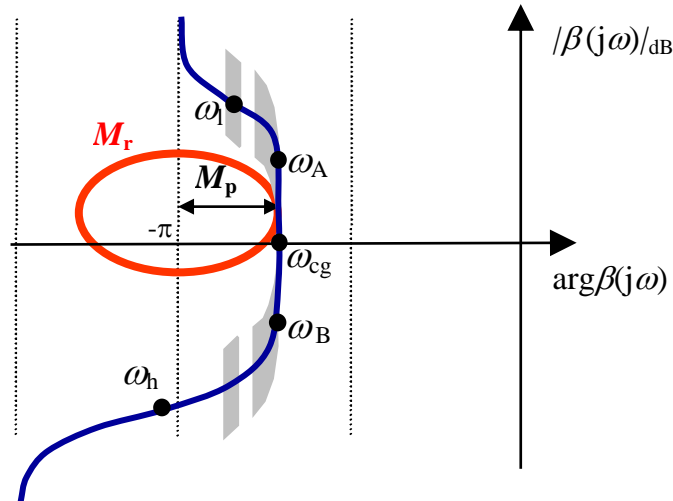


Figure 2.14 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte fractionnaire augmentée des parties hautes et basses fréquences

Une fois  $\beta(s)$  déterminée, le régulateur fractionnaire est défini par sa réponse fréquentielle :

$$K_F(j\omega) = \frac{\beta(j\omega)}{G_0(j\omega)}, \tag{2.26}$$

où  $G_0(j\omega)$  est la réponse fréquentielle du procédé nominal. Le régulateur ne possède plus de blocage de phase comme pour la commande CRONE de première génération mais est conçu de manière à imposer un blocage de phase à la boucle ouverte (Figure 2.14 et Figure 2.15).

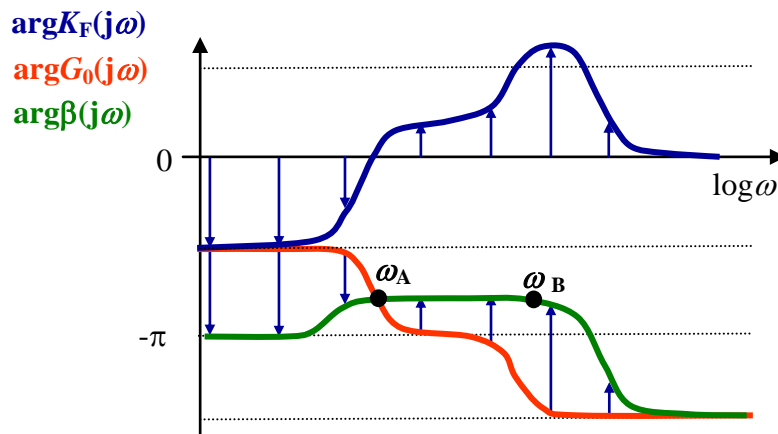


Figure 2.15 : Diagramme de phase du procédé nominal, du régulateur et de la boucle ouverte

La synthèse de la forme rationnelle du régulateur réel,  $K_R(s)$ , se fera par identification fréquentielle de la réponse fréquentielle  $K_F(j\omega)$  du régulateur fractionnaire. Le point fort de cette méthode est qu'il est facile de trouver un régulateur rationnel  $K_R(s)$  d'ordre peu élevé (et générant une erreur d'approximation suffisamment faible) permettant la résolution du

problème de commande robuste et ce, même si l'ordre du modèle du procédé et/ou de la description des spécifications est élevé.

Cependant, le glissement vertical du gabarit lors d'une reparamétrisation du procédé est une condition qui n'est respectée que dans les cas suivants :

- lors d'une modification de l'ensemble des paramètres du procédé, si la fréquence  $\omega_u$  appartient à un comportement asymptotique du procédé ;
- lors d'une modification du gain ainsi que des fréquences transitionnelles éloignées de  $\omega_u$ .

En dehors de ces cas, le gabarit ne glisse plus sur lui-même lors d'une reparamétrisation du procédé. Il n'y a alors aucune raison pour qu'il assure au mieux la robustesse de la commande (Figure 2.16(a)). Comme le montre la Figure 2.16 (b), il est toutefois possible de trouver un paramétrage de la fonction de transfert en boucle ouverte permettant d'assurer la commande robuste d'un système caractérisé par des domaines d'incertitudes fréquentiels (chacun étant défini par l'enveloppe de l'ensemble des réponses fréquentielles du procédé à une fréquence donnée) qui ne sont pas uniquement des segments de droites verticaux (variations de gain). Cette forme évoluée des réponses fréquentielles conduit à généraliser le gabarit vertical initial et deux niveaux de généralisations ont été proposés.

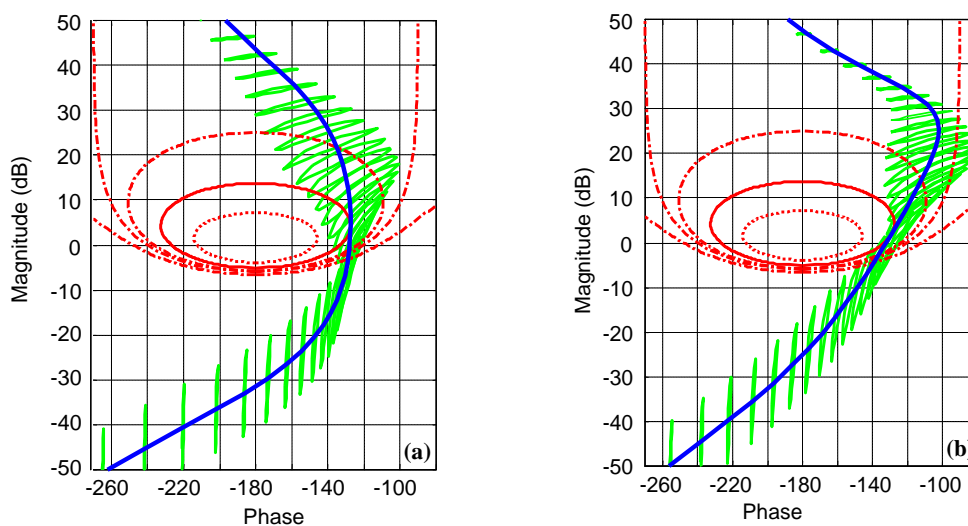


Figure 2.16 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte nominale (—) et des domaines d'incertitudes (---) (a) dans le cas d'une stratégie CRONE de deuxième génération, (b) dans le cas d'une stratégie CRONE de troisième génération

### 2.4.2 Stratégie CRONE de troisième génération

Soient  $G_0(s)$  le procédé nominal et  $G(s)$  le procédé reparamétré. Dans le cas d'un système possédant une entrée de commande et une sortie à réguler,  $G_0(s)$  et  $G(s)$  sont liés par l'équation :



$$G(s) = G_0(s)\Delta_m G(s) = G_0(s) + \Delta_a G(s), \tag{2.27}$$

où : 
$$\Delta_m G(s) = 1 + \Delta_a G(s)G_0^{-1}(s), \tag{2.28}$$

$\Delta_m G(s)$  et  $\Delta_a G(s)$  représentant respectivement des formes multiplicatives et additives de l'incertitude du modèle réel  $G(s)$  par rapport au modèle nominal.

La boucle ouverte reparamétrée s'écrira donc :

$$\beta(s) = G(s)C(s) = G_0(s)\Delta_m G(s)C(s) = \beta_0(s)\Delta_m G(s), \tag{2.29}$$

$\beta_0(s)$  étant la boucle ouverte nominale. La comparaison de (2.27) et (2.29) montre que  $\beta(s)$  et  $G(s)$  sont caractérisés par les mêmes domaines d'incertitudes  $\Delta_m G(j\omega)$ . **La stratégie CRONE cherchera donc à positionner de manière optimale les domaines d'incertitudes** et ce, sans modification de leur forme dans le plan de Nichols où la multiplication de  $G(j\omega)$  par  $K(j\omega)$  ne conduit qu'à des translations de gain et de phase.

Comme dit précédemment, dans le cas le plus général où les variations paramétriques du procédé engendrent autre chose qu'un glissement vertical du gabarit, la stratégie de deuxième génération ne convient plus. La Figure 2.17 permet de visualiser les variations du facteur de résonance (maximum de la fonction de sensibilité  $T$ ).

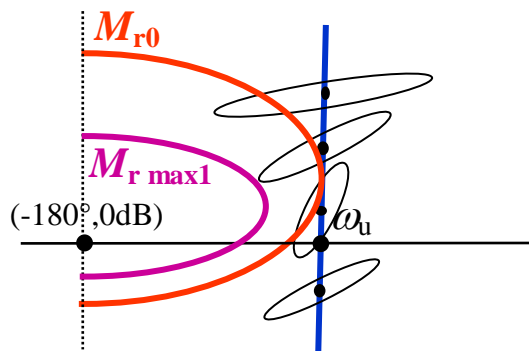


Figure 2.17 : Variation du degré de stabilité dans le cas général avec une stratégie CRONE de deuxième génération.

La recherche d'un gabarit optimal (gabarit curviligne ou gabarit généralisé) au sens de la minimisation de la variation du degré de stabilité sous les contraintes de calibrage des fonctions de sensibilité, définit la stratégie optimale qu'utilise la commande CRONE de 3ème génération. Cela revient à discriminer, parmi un ensemble de lieux de Nichols en boucle ouverte qui tangentent un même contour de performance spécifié, le lieu qui positionne les domaines d'incertitudes de façon à respecter au mieux les spécifications de robustesse du degré de stabilité mais aussi de performance.

### 2.4.3 Le gabarit généralisé

Le premier niveau de généralisation consiste à considérer dans le plan de Nichols un gabarit défini comme un segment de droite pour l'état paramétrique nominal du procédé, mais de direction et de position quelconques appelé gabarit généralisé [Lanusse, 1994]. Pour ce faire l'ordre réel  $\nu$  est remplacé par un ordre  $\nu = a+ib$  complexe (Figure 2.13(1)),  $a$  déterminant le placement en phase du gabarit puis  $b$  son inclinaison par rapport à la verticale. Un facteur réel détermine son placement en gain.

Au voisinage de la pulsation au gain unité, le gabarit généralisé est décrit dans un premier temps par la restriction dans le plan opérationnel  $j$  de la transmittance d'un intégrateur non entier complexe, soit :

$$\begin{aligned}\beta(s) &= \left(\frac{\omega_u}{s}\right)^a \left(\cosh\left(b\frac{\pi}{2}\right)\right) \left(\operatorname{Re}_{/i}\left(\left(\frac{\omega_u}{s}\right)^{ib}\right)\right) \\ &= \left(\frac{\omega_u}{s}\right)^a \left(\cosh\left(b\frac{\pi}{2}\right)\right) \left(\cos\left(b \ln\left(\frac{\omega_u}{s}\right)\right)\right).\end{aligned}\quad (2.30)$$

Un terme puissance ( $\operatorname{sign}(b)$ ) est ajouté afin que l'ordre imaginaire d'intégration  $b$  agisse non seulement sur la valeur absolue de la pente du lieu de Nichols de  $\beta(s)$  à la fréquence au gain unité, mais également sur son signe :

$$\beta(s) = \left(\frac{\omega_u}{s}\right)^a \left(\cosh\left(b\frac{\pi}{2}\right)\right)^{\operatorname{sign}(b)} \left(\operatorname{Re}_{/i}\left(\left(\frac{\omega_u}{s}\right)^{ib}\right)\right)^{-\operatorname{sign}(b)}.\quad (2.31)$$

L'angle que fait le gabarit par rapport à la verticale est donné par :

$$\frac{d(|\beta(j\omega)|_{\text{dB}})}{d(\arg(\beta(j\omega)))} = \frac{-20 a \operatorname{sign}(b)}{\ln(10)b \tanh\left(b\frac{\pi}{2}\right)}.\quad (2.32)$$

Pour des raisons de performances en basses et hautes fréquences, mais aussi de stabilité en boucle fermée, il est nécessaire de borner la transmittance de description du gabarit généralisé. Si l'équation (2.31) est utilisée sans aucune limitation de bande fréquentielle, la fonction de transfert en boucle ouverte utilisée comme réponse fréquentielle de référence au voisinage de la fréquence au gain unité dans la méthodologie CRONE de troisième génération génèrerait des fonctions de transfert en boucle fermée instables pour  $b \neq 0$ . En effet, sachant que l'approximation rationnelle d'ordre infini d'une telle boucle ouverte d'ordre complexe non bornée en fréquence [Oustaloup et al, 2000] ne possède pas de pôles à partie réelle positive, et que sa réponse fréquentielle entoure une infinité de fois (dans le sens positif ou négatif suivant

le signe de  $b$ ) le point -1 du plan complexe, il est évident que le critère de stabilité de Nyquist ne peut être respecté.

Afin de garantir la stabilité en boucle fermée, il est possible de choisir une fonction de transfert en boucle ouverte du type :

$$\beta(s) = C^{\text{sign}(b)} \left( C_0 \frac{1 + \frac{s}{\omega_h}}{1 + \frac{s}{\omega_l}} \right)^a \left( \text{Re}_{/i} \left[ \left( C_0 \frac{1 + \frac{s}{\omega_h}}{1 + \frac{s}{\omega_l}} \right)^{ib'} \right] \right)^{-q \text{sign}(b')}, \quad (2.33)$$

$$C = \cosh \left( b \left( \tan^{-1} \left( \frac{\omega_u}{\omega_l} \right) - \tan^{-1} \left( \frac{\omega_u}{\omega_h} \right) \right) \right), \quad (2.34)$$

$$C_0 = \left( \frac{1 + \left( \frac{\omega_u}{\omega_l} \right)^2}{1 + \left( \frac{\omega_u}{\omega_h} \right)^2} \right)^{1/2}, \quad (2.35)$$

$$|b'| < \min \left( \frac{\pi}{2 \ln(\alpha_0)}, \frac{\pi}{2 \left| \ln \left( \alpha_0 \frac{\omega_l}{\omega_h} \right) \right|} \right). \quad (2.36)$$

La paire  $(b', q)$  permet d'assurer l'angle désiré entre la verticale et le gabarit généralisé associé à  $b$ , sachant que  $q$  est la plus petite valeur permettant d'éviter un phénomène déformant la réponse fréquentielle (décrit précisément dans [Pommier, 2002]). Ce phénomène apparaît lorsque l'argument de la partie restreinte à  $i$  n'est pas comprise dans l'intervalle  $]-\pi/2 ; \pi/2 [$ . Le gain  $C_0$  est calculé afin que le placement en phase à la fréquence  $\omega_u$  du gabarit généralisé ne dépende que du paramètre  $a$ . Le gain  $C$  permet d'assurer un gain unité à la boucle ouverte à la fréquence  $\omega_u$ .

#### 2.4.4 Boucle ouverte fractionnaire incluant le gabarit généralisé

Afin de prendre en compte les spécifications de précision aux basses fréquences, le gabarit généralisé au voisinage de la fréquence  $\omega_u$  et les spécifications sur la sensibilité de l'entrée aux hautes fréquences de la boucle ouverte fractionnaire, la relation (2.33) est augmentée d'un intégrateur borné en fréquence d'ordre  $n_l$  et d'un filtre hautes fréquences d'ordre  $n_h$  :

$$\beta(s) = \beta_l(s)\beta(s)\beta_h(s). \quad (2.37)$$

Dans la relation (2.37) :

–  $\beta_l(s)$  désigne la transmittance d'un proportionnel-intégrateur d'ordre  $n_l$  dont la fréquence transitionnelle est inférieure ou égale à la fréquence transitionnelle extrême basse de  $\beta(s)$  ;  $\beta_l(s)$  est alors définie par :

$$\beta_l(s) = C_l \left( \frac{\omega'_l}{s} + 1 \right)^{n_l} \text{ avec } n_l \in \mathbb{N}^+ \text{ et } \omega'_l \leq \omega_l. \quad (2.38)$$

–  $\beta_h(s)$  désigne la transmittance d'un filtre passe-bas d'ordre  $n_h$  dont la fréquence transitionnelle est supérieure ou égale à la fréquence transitionnelle extrême haute de  $\beta(s)$  ;  $\beta_h(s)$  est alors définie par :

$$\beta_h(s) = \frac{C_h}{\left( 1 + \frac{s}{\omega'_h} \right)^{n_h}} \text{ avec } n_h \in \mathbb{N}^+ \text{ et } \omega'_h \geq \omega_h. \quad (2.39)$$

Ainsi  $\beta(s)$  s'écrit :

$$\beta(s) = K \left( \frac{\omega'_l}{s} + 1 \right)^{n_l} \left( \frac{1 + \frac{s}{\omega_h}}{1 + \frac{s}{\omega_l}} \right)^a \left( \operatorname{Re}_{/i} \left[ \left( C_0 \frac{1 + \frac{s}{\omega_h}}{1 + \frac{s}{\omega_l}} \right)^{ib'} \right] \right)^{-q \operatorname{sign}(b')} \frac{1}{\left( 1 + \frac{s}{\omega'_h} \right)^{n_h}}, \quad (2.40)$$

$K$  permettant d'assurer un gain unité à la boucle ouverte à la fréquence  $\omega_h$ ,  $n_l$  est choisi de manière à assurer les performances de précision en régime permanent et  $n_h$  permet de satisfaire aux spécifications hautes fréquences.

### 2.4.5 Le gabarit généralisé optimal

L'analyse de la robustesse d'un asservissement et notamment de la robustesse de son degré de stabilité peut se faire au travers des mesures de marges de stabilité (marge de gain et de phase).

De façon plus sûre, cette robustesse peut être mesurée à l'aide des pics de résonance des fonctions de sensibilités  $T(s)$  et  $S(s)$ . Même si le pic de résonance de  $S(s)$  est directement lié à la marge de module [Oustaloup, 1994], le pic de résonance de  $T(s)$  est plus généralement exploité dans la mesure où il est extrêmement corrélé à la valeur du premier dépassement réduit de la réponse indicielle (en mode linéaire petits signaux) vis-à-vis de la consigne. Le pic de résonance est défini par :

$$M_r = \max_{\omega} |T(j\omega)|. \quad (2.41)$$

Il peut être observé grâce aux tracés conjoints de la réponse fréquentielle de la fonction de transfert en boucle ouverte et de l'abaque de Nichols.

L'idée sur laquelle repose le commande CRONE est de minimiser les variations du pic de résonance en plaçant de manière optimale les contours d'incertitudes fréquentiels (dus au procédé) autour du contour d'amplitude correspondant au facteur de résonance désiré ( $M_{ro}$ ) pour l'état nominal du procédé (Figure 2.18).

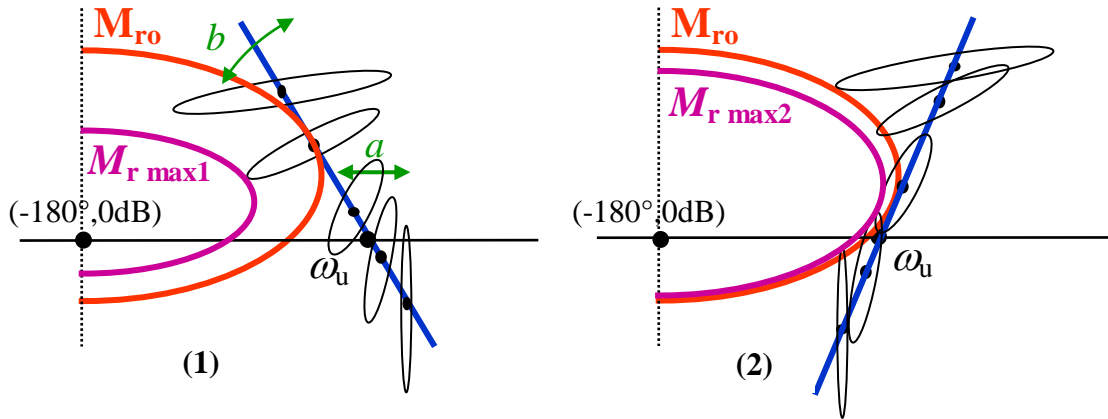


Figure 2.18 : Lieu de Nichols de la boucle ouverte nominale et de ses domaines d'incertitude dans le cas d'un gabarit généralisé quelconque (1) et du gabarit (généralisé) optimal (2)

De plus, ce placement des contours d'incertitudes doit aussi tenir compte des performances autres que la robustesse : précision (basses fréquences) et sensibilité aux bruits de mesure (hautes fréquences). La recherche du gabarit optimal est réalisée par une méthode d'optimisation non linéaire minimisant le critère [Oustaloup, 1991] :

$$J = \left( \max_G \sup_{\omega} |T(j\omega)|_{\text{dB}} - \sup_{\omega} |T_0(j\omega)|_{\text{dB}} \right)^2 = \left( \max_G \sup_{\omega} |T(j\omega)|_{\text{dB}} - M_{ro} \right)^2 \quad (2.42)$$

sous les contraintes de performances suivantes et illustrées Figure 2.19 et Figure 2.20 :

- évolution des réponses indicielles en régulation et en asservissement conformément à un calibre prédéterminé par le concepteur (zone 1 et 2),
- atténuer l'effet du bruit de mesure sur la sortie au delà d'une fréquence donnée (zone 3),

$$\sup_G |T(j\omega)| \geq T_l(\omega) \quad (2.43)$$

$$\sup_G |T(j\omega)| \leq T_u(\omega), \quad (2.44)$$

- atténuer l'influence sur la sortie  $y_{\text{mes}}(t)$  d'une perturbation de sortie  $d_y(t)$  en deçà d'une fréquence donnée (zone 4),

- prendre en compte une spécification sur la marge de module (zone 5).

$$\sup_G |T(j\omega)| \leq T_u(\omega). \quad (2.45)$$

D'autres contraintes fréquentielles sur l'ensemble des fonctions de sensibilité peuvent être aussi considérées.

$$\sup_G |KS(j\omega)| \leq KS_u(\omega), \quad (2.46)$$

$$\sup_G |SG(j\omega)| \leq SG_u(\omega). \quad (2.47)$$

De l'optimisation réalisée découle les paramètres  $a$ ,  $b$ ,  $\omega_l$  et  $\omega_h$ .

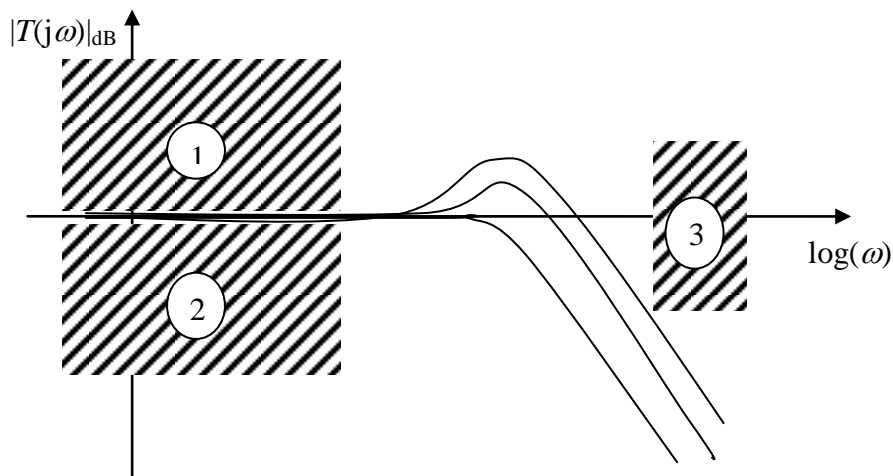


Figure 2.19 : Contraintes de performance sur la fonction de sensibilité complémentaire

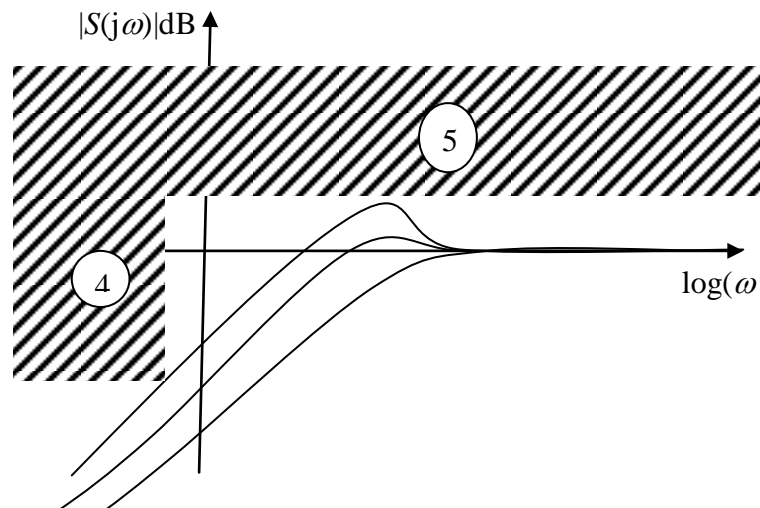


Figure 2.20 : Contraintes de performance sur la fonction de sensibilité

### 2.4.6 Gabarit curviligne

Quand les variations paramétriques du procédé conduisent à des domaines d'incertitude importants et sur une grande plage fréquentielle, ou que les performances requises sont extrêmement exigeantes, les paramètres déterminés par l'optimisation  $a$ ,  $b$ ,  $\omega_l$  et  $\omega_h$  ne suffisent pas à résoudre le problème de commande. Le deuxième niveau de généralisation consiste alors à ne plus considérer qu'un seul gabarit mais un ensemble de gabarits généralisés appelé **gabarit curviligne** (Figure 2.21).

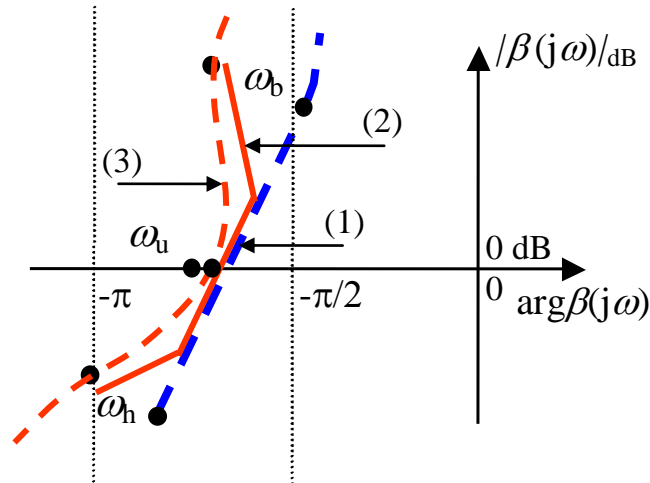


Figure 2.21 : Gabarit généralisé (1--), ensemble de gabarits généralisés (2--) et gabarit curviligne (3--)

Le gabarit curviligne est donc le résultat de la multiplication de plusieurs réponses fréquentielles du type (2.33). Sa fonction de transfert est :

$$\beta(s) = \prod_{k=-N^-}^{N^+} \beta_k(s), \quad (2.48)$$

avec :

$$\beta_k(s) = C_k^{\text{sign}(b_k)} \left( \alpha_k \frac{1 + \frac{s}{\omega_{k+1}}}{1 + \frac{s}{\omega_k}} \right)^{\alpha_k} \left( \text{Re}_j \left[ \left( \alpha_k \frac{1 + \frac{s}{\omega_{k+1}}}{1 + \frac{s}{\omega_k}} \right)^{ib'_k} \right] \right)^{-q_k \text{sign}(b'_k)} \quad (2.49)$$

et

$$\alpha_k = \sqrt{\left( \frac{\omega_{k+1}}{\omega_k} \right)} \text{ pour } k \neq 0. \quad (2.50)$$

Pour  $k = 0$ ,  $\beta_0(s)$  est définie par (2.33) dans laquelle  $\omega_l$  et  $\omega_h$  sont remplacés par  $\omega_0$  et  $\omega_1$ . Les fréquences  $\omega_k$  et  $\omega_{k+1}$  sont les fréquences transitionnelles basse et haute du gabarit

généralisé de rang  $k$ .  $\omega'_k$  représente la fréquence centrale autour de laquelle le gabarit est défini :

$$\omega'_k = \sqrt{(\omega_k \times \omega_{k+1})} \text{ pour } k \neq 0. \quad (2.51)$$

Le gain  $C_k$  assure le gain unitaire du  $k^{\text{ième}}$  élément à la fréquence  $\omega_0$ .  $N$  et  $N^+$  désignent respectivement les nombres supérieur et inférieur de gabarits nécessaires autour de la fréquence  $\omega_0$ .

Pour généraliser l'approche de la commande CRONE de troisième génération à toutes les classes des procédés scalaires (instables, à non-minimum de phase, possédant des modes résonants), il s'avère nécessaire de modifier la structure de la transmittance en boucle ouverte ((2.40) ou (2.48)).

Pour les systèmes SISO instables la fonction de transfert en boucle ouverte est modifiée de manière à rendre la fonction de sensibilité complémentaire  $T(s)$  unitaire à la pulsation où se situe le pôle à partie réelle positive [Looze et al, 1991] et à respecter le critère de stabilité de Nyquist.

Pour les systèmes SISO possédant un zéro à partie réelle positive, la fonction de transfert en boucle ouverte est aussi modifiée de manière à rendre unitaire la fonction de sensibilité  $S(s)$  à la pulsation où se situe ce zéro [Freudenberg et al, 1985]. Pour les systèmes SISO possédant un retard  $\theta$ , il est intégré à la boucle ouverte fractionnaire.

Enfin pour les systèmes SISO possédant un mode résonant, la méthode s'inspire de la méthode décrite dans [Lanusse et al, 1993] et repose sur le rejet des harmoniques d'une perturbation de sortie situés près des modes résonants à commander et à l'ouverture de la boucle à d'autres fréquences situées près de ces modes.



## 2.5 Modélisation et commande CRONE d'une éolienne à vitesse variable intégrant un variateur mécanique

### 2.5.1 Description du système



Figure 2.22 : Courbe de puissance d'une éolienne [Partnerships for Renewables]

La production électrique de l'éolienne est fonction du vent sur une plage globale de fonctionnement de 0 à 25 m/s selon différentes zones (Figure 2.22). Dans le cas de notre éolienne :

- Entre 0 et 4 m/s (vitesse de vent de démarrage « cut-in »), la vitesse du vent n'est pas suffisamment élevée pour entraîner le rotor, la machine ne produit pas d'énergie et l'angle de pitch (angle définissant l'orientation des pales) se situe entre 0 et 25° selon les constructeurs (position définie pour un démarrage plus facile de la machine).
- La seconde zone est définie entre 4 et 11,5 m/s (selon constructeur) par une croissance non-linéaire (relative à la vitesse du vent au cube) de la production électrique jusqu'à une certaine puissance électrique correspondante à la vitesse nominale de l'éolienne. Dans cette zone, l'angle de pitch est constant et proche de 0°. La vitesse de l'arbre lent tourne en chaque point à sa vitesse optimale par régulation du couple électromagnétique de la génératrice, ce qui maintient le coefficient  $C_p$  constant.
- Entre 11,5 et 13 m/s, l'éolienne passe par une phase transitoire jusqu'à atteindre la puissance nominale. Les zones 2 et 3 constituent un fonctionnement en charge partielle ou *below-rated*.

- Entre 13m/s (selon constructeur) et 25 m/s, la vitesse de rotation de l'éolienne est maximale et constante, tout comme le couple électromagnétique de la génératrice. La puissance électrique produite est maintenue constante par action sur l'angle de pitch pour dégrader artificiellement l'énergie récupérée par le rotor. Cette action garantit la sécurité de la machine en limitant les charges mécaniques transmises à la nacelle et à la tour. L'éolienne est en mode pleine charge ou *rated power*.

- Au-delà d'une vitesse de 25 m/s (vitesse d'arrêt « cut-out »), les pales sont mises en drapeau (angle de pitch à 90°) et le vent n'exerce plus aucun effort de portance sur la pale. Cette action agit comme frein aérodynamique et l'arrêt de la turbine se fait en une dizaine de secondes.

Nous travaillerons par la suite dans cette étude dans la zone 2 en amont de 11,5 m.s<sup>-1</sup>, vitesse de vent nominale pour l'éolienne en question.

Le bon rendement d'une éolienne repose sur une technologie à vitesse variable pour maximiser le transfert énergétique entre le vent et le rotor. La méthode du Maximum Power Point Tracking (MPPT, Figure 2.23) permet de contrôler la vitesse de l'arbre lent (Low Speed Shaft, LSS) entraîné par les pales en fonction de la vitesse du vent et donc de la puissance désirée. Cela permet de se positionner au point optimal de fonctionnement qui permet, selon une vitesse de vent donnée, de récupérer le maximum d'énergie provenant du vent en donnant une vitesse de rotation désirée. Cette référence est déterminée par la caractéristique prédéfinie  $P-\omega$ , basée sur un critère d'efficacité aérodynamique maximale.

L'utilisation de différentes méthodologies a fait l'état de nombreuses littératures : Linear Quadratic Optimal Output Feedback control [Bongers *et al.*, 1989], représentation d'états [Bossanyi, 1989] [Ekelund, 1994], contrôle RST [Poitiers, 2003], contrôle par mode glissant [Beltran *et al.*, 2010] [Rubagotti *et al.*, 2011] [Efe, 2012],  $H_\infty$  or LPV [Gonzales *et al.*, 2008] [Xing-Jia *et al.*, 2008], « Quantitative Feedback Theory » (QFT) [Bencic *et al.*, 2011] [Garcia-Sanz *et al.*, 2012]. en remplacement des contrôleurs traditionnels PI ou PID utilisés dans les éoliennes [Camblong *et al.*-2, 2006].

L'innovation est réellement l'assemblage de systèmes existants pour trouver une nouvelle architecture plus fiable, car basée sur des systèmes mécaniques et/ou hydrauliques éprouvés par le passé. Le fait d'avoir une machine synchrone directement reliée au réseau garantit un rendement optimal car la vitesse de rotation est fixe et nominale. Grâce à une telle architecture, nous conjecturons des temps de maintenance réduits et un risque plus faible de recourir à des actions de grands correctifs.

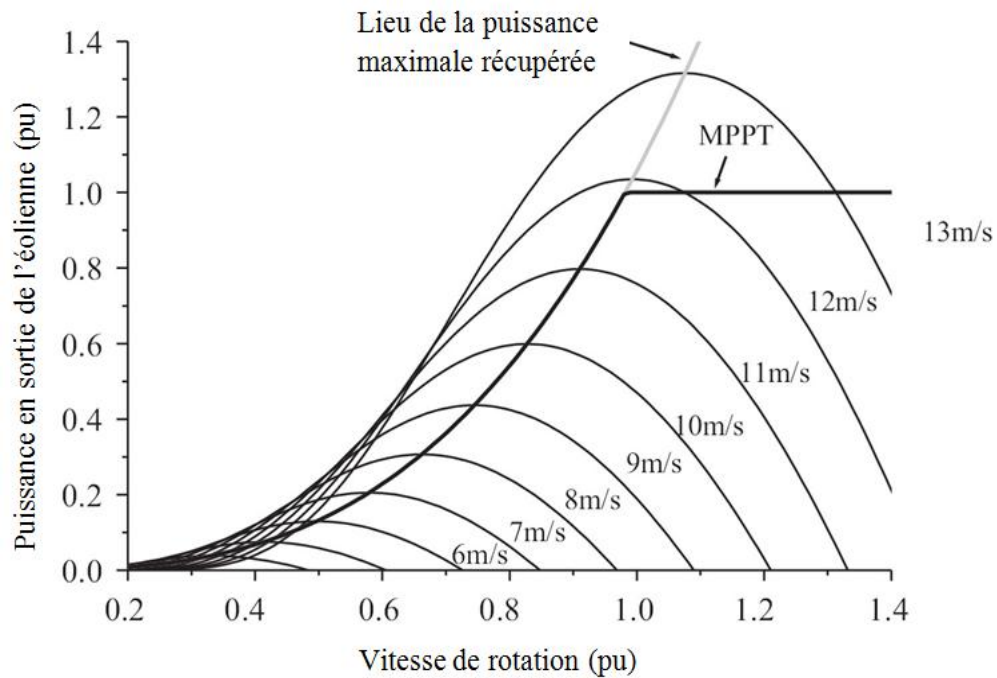


Figure 2.23 : Illustration de la méthode MPPT [Muyeen *et al.*, 2011]

Il est aujourd'hui commun de retrouver des systèmes d'électroniques de puissances utilisés pour le contrôle de la vitesse de l'arbre lent. L'éolienne présentée dans cette étude utilise un tout autre système : un train épicycloïdal (Figure 2.24) qui se situe dans la chaîne cinématique de l'éolienne (Figure 2.25).

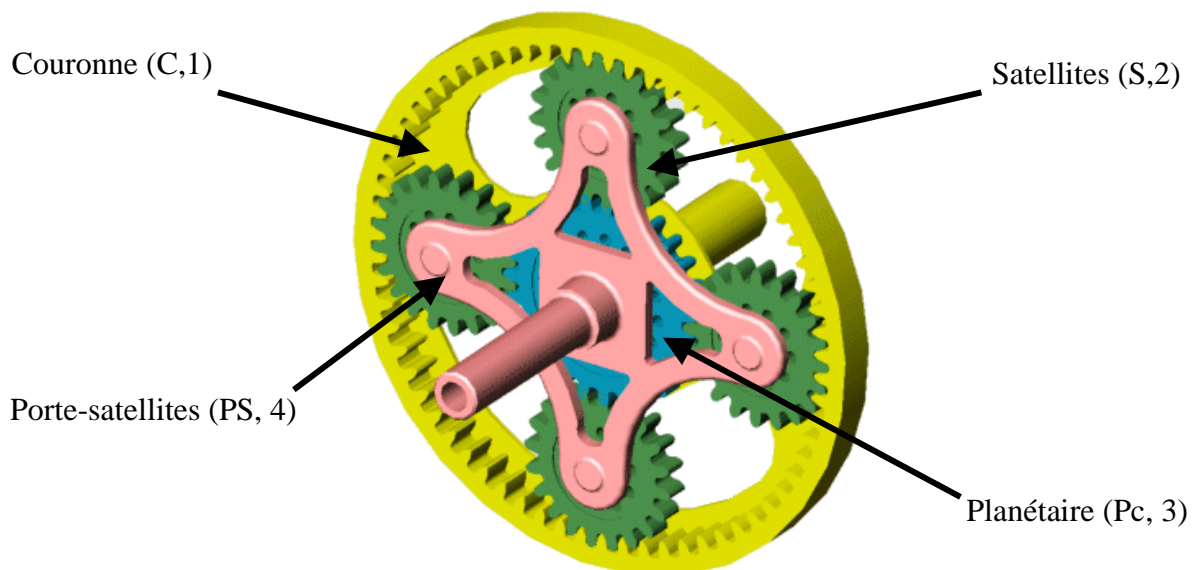


Figure 2.24 : Train épicycloïdal [The Mathworks, 2010]

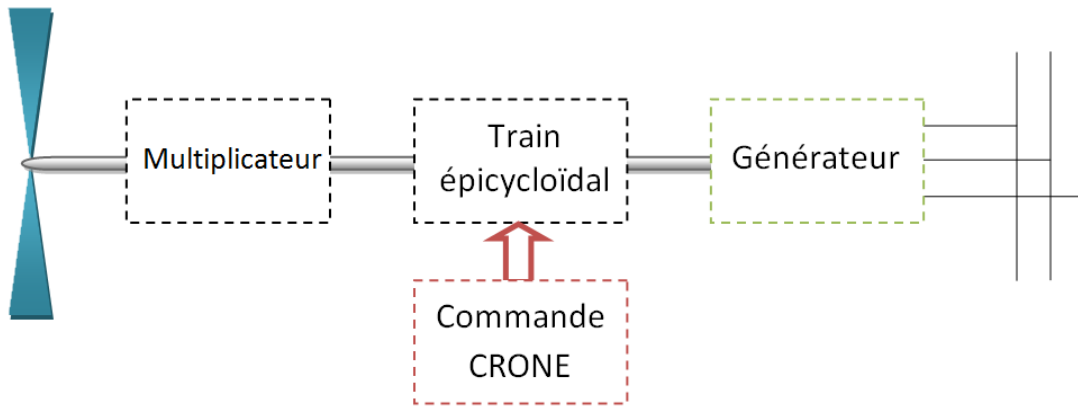


Figure 2.25 : Architecture de l'éolienne étudiée

La couronne (C-1) est connectée à l'arbre rapide de la génératrice, tournant à la vitesse constante imposée de 1500 tours/minute en raison de la connexion directe de la génératrice synchrone au réseau (génératrice 50 Hz à 4 pôles, 6300V). L'arbre en sortie du multiplicateur est lié au porte-satellites (PS-4). Sa vitesse est régulée en agissant sur le couple du planétaire central (Pc-3) par un moteur électrique. La formule de Willis précise le rapport de réduction constant du train épicycloïdal :

$$\frac{\omega_{Pc/bâti} - \omega_{PS/bâti}}{\omega_{C/bâti} - \omega_{PS/bâti}} = \alpha, \quad (2.52)$$

ou encore

$$\omega_{PS/bâti} = \frac{\omega_{Pc/bâti} - \alpha \omega_{C/bâti}}{1 - \alpha}. \quad (2.53)$$

avec  $\alpha > 1$ , rapport constant du train épicycloïdal et  $\omega_{C/bâti}$ , vitesse de rotation constante de la couronne (1).

La relation (2.53) permet de conclure que la variation de vitesse du planétaire central (Pc-3) induit une variation de vitesse du porte-satellites (PS-4). Si l'entrée du variateur de vitesse est la vitesse variable du porte-satellite (arbre lent), et la sortie la vitesse constante de la couronne (arbre rapide), nous sommes bien en présence d'un système mécanique à rapport variable commandable grâce à l'action sur le planétaire. Ainsi, l'ensemble gearbox permet d'obtenir un ratio variable en 78 et 121 avec un rendement ensemble gearbox-génératrice de l'ordre de 88 à 91% selon la vitesse de rotation.

### 2.5.2 Modélisation du système

Une éolienne est un système multi-physique qui permet différentes transformations énergétiques : l'énergie cinétique du vent engendre la rotation d'un arbre mécanique, lié à une génératrice permettant d'obtenir l'énergie électrique finale. La modélisation utilise ainsi

plusieurs éléments des domaines mécaniques et électriques : arbres rotatifs, génératrice, réseau électrique, etc.

Pour faciliter l'implantation d'un modèle et la synthèse de régulateurs, le logiciel MATLAB® et ses toolbox SIMULINK®, SimDriveline et SimPowerSystems sont utilisés pour modéliser une éolienne à trois pales à axe horizontal de 80 mètres de hauteur, 78 mètres de diamètre rotor et d'une puissance nominale de 2MW présentant les caractéristiques suivantes :

Inertie du moyeu (arbre lent)	474000 kg.m <sup>2</sup>
Inertie de la génératrice (arbre rapide)	233 kg.m <sup>2</sup>
Ratio du multiplicateur	60
Rendement multiplicateur	95%
Rendement génératrice	95%
Raideur en torsion de l'arbre rapide	1,9×10 <sup>6</sup> Nm.rad <sup>-1</sup>
Amortissement en torsion de la transmission	955 Nm.(rad.s <sup>-1</sup> ) <sup>-1</sup>

Tableau 2.1 : Caractéristiques complémentaires de l'éolienne modélisée

Le modèle réalisé sur SIMULINK® est présenté Figure 2.26. L'ensemble des blocs utilisés sont explicités en suivant.

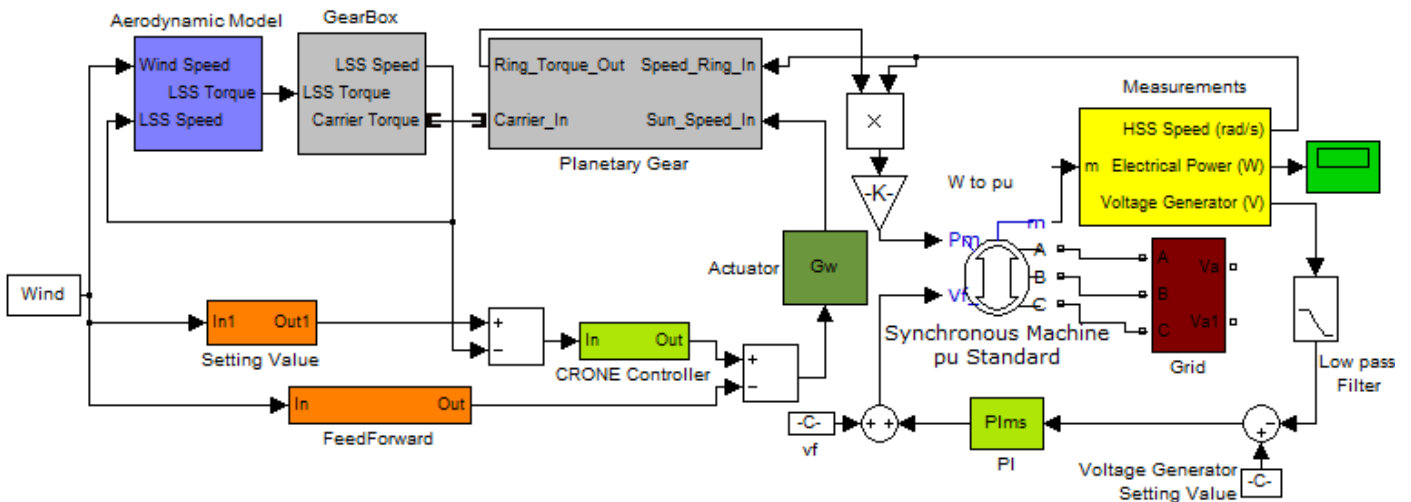


Figure 2.26 : Modèle SIMULINK® de l'éolienne considérée

L'entrée du système est la vitesse de vent. Nous le considérons unidirectionnel pour se prémunir du contrôle de yaw (rotation autour de l'axe vertical de lacet). Ainsi, le modèle aérodynamique (en bleu) utilise l'équation suivante pour calculer la puissance récupérée par le rotor:

$$P_{wind} = \frac{1}{2} C_p \rho S V_{wind}^3. \tag{2.54}$$

avec :

- $V_{wind}$  la vitesse du vent à hauteur de moyeu (m/s),
- $S$  la surface balayée par le rotor ( $m^2$ ),
- $\rho$  la densité de l'air à hauteur de moyeu ( $1,225 \text{ kg/m}^3$ ),
- $C_p$  le coefficient de puissance ( $< 0,6$ ).

Le coefficient  $C_p$  est obtenu par une table mathématique réalisée à partir de données expérimentales constructeur. Ce coefficient est fonction du coefficient « tip speed ratio »  $\lambda$ , défini par :

$$\lambda = \frac{\omega_{rot} R}{V_{wind}}, \quad (2.55)$$

avec  $\omega_{rot}$  la vitesse de rotation de l'arbre lent en rad/s.

Grâce à des mesures constructeurs de  $\omega_{rot}$ ,  $V_{wind}$  et  $C_p$ , il est possible d'identifier la fonction reliant  $C_p$  et  $\lambda$  qui s'exprime sous la forme d'un polynôme de degré 6 :

$$C_p(\lambda) = (-3.657 \times 10^{-5})\lambda^6 + 0.001636 \lambda^5 - 0.02787 \lambda^4 + 0.2253 \lambda^3 - 0.8888 \lambda^2 + 1.6692 \lambda - 1.106 \quad (2.56)$$

A l'aide de ce polynôme et d'une mesure réelle provenant du modèle de la vitesse de rotation, nous pouvons recalculer en temps réel le paramètre  $\lambda$  lors des simulations.

Enfin, le couple mécanique, sortie du modèle aérodynamique, est calculé en divisant la puissance (2.54) par la vitesse de rotation de l'arbre :

$$T_{mech} = \frac{P_{wind}}{\omega_{rot}} - \mu_{eq} V_{hub}(t). \quad (2.57)$$

avec :

- $V_{hub}$  la vitesse de l'arbre lent (rad/s),
- $\mu_{eq}$  le coefficient de frottements visqueux ( $17629 \text{ N.m/rad/s}$ ),
- $\rho$  la densité de l'air à hauteur de moyeu ( $1,225 \text{ kg/m}^3$ ),
- $C_p$  le coefficient de puissance ( $< 0,6$  d'après la limite de Betz).

Le couple est ensuite transmis à la gearbox (ou multiplicateur). Le bloc suivant modélise la gearbox et provient de la toolbox *SimDriveline*. Il est représenté par un engrenage simple (utilisation de l'élément 'Simple Gear') avec un rapport de réduction fixe qui nous permet de multiplier la vitesse en sortie et de diminuer le couple. Un capteur de vitesse nous permet d'obtenir la vitesse de rotation de l'arbre lent (*LSS Speed*), utile pour le retour vers le bloc

aérodynamique, mais surtout pour la régulation de cette même valeur. Elle est donc comparée à une valeur de référence pour générer le signal d'erreur entrant dans le régulateur CRONE synthétisé ci-après.

En sortie de la gearbox se trouve un arbre rapide solidaire du porte satellite du variateur de vitesse mécanique, utilisant un train épicycloïdal et représenté par le bloc gris *Planetary Gear*. Ce bloc provient également de la toolbox *SimDriveline* (élément 'Planetary Gear'). Il utilise la relation (2.52) avec un rapport  $\alpha$  égal à 3,68. Le planétaire central du train est commandé en couple pour réguler la vitesse de l'arbre lent *LSS Speed*. En sortie de ce bloc, nous obtenons le couple de la couronne, reliée à l'arbre rapide de la génératrice.

La génératrice est modélisée par l'élément de *SimPowerSystems* dénommé 'Synchronous Machine pu Standard'. Elle nécessite de nombreux paramètres provenant d'une datasheet constructeur confidentielle. Elle est directement connectée à un réseau électrique (modèle *SimPowerSystems*), et également à un bloc de mesure (bloc jaune) qui nous renseigne sur la puissance générée, la vitesse de l'arbre ou encore la tension en sortie. Une boucle d'asservissement est nécessaire pour réguler cette tension en sortie à 6300V. Un PI est utilisé ici mais sa réalisation ne sera pas explicitée.

Le bloc *Setting Value* (bloc orange) est un simple gain (obtenu par fittage avec des mesures constructeurs) qui permet de donner la valeur de référence de la vitesse de l'arbre lent en fonction de la vitesse de vent. Nous prenons en compte des saturations pour ne pas générer de consignes trop variables qui suivraient les évolutions rapides du vent, sachant que cette valeur est, de plus, difficile à mesurer.

Le bloc *FeedForward* sera présenté dans la suite de ce chapitre et permet de prendre en compte, dans la commande, la perturbation du vent sur le système.

Enfin, le bloc *Actuator* représente un moteur électrique pour la commande en couple du planétaire central du train épicycloïdal. Son modèle est simplifiée en un premier ordre de gain 350 et de constante de temps 0,07s.

### *2.5.3 Linéarisation du modèle*

Pour l'éolienne considérée, l'étude qui suit est réalisée uniquement sur la zone 2 entre 4 et 11m/s, zone dans laquelle l'angle de calage des pales est constant et égal à  $0^\circ$ , avec un coefficient  $C_p$  constant. Ainsi le contrôle de calage des pales n'est pas intégré dans le modèle. La Figure 2.27 présente une validation du modèle basée sur la courbe de puissance et met en évidence la cohérence entre les valeurs de référence et les valeurs simulées à partir du modèle

de la Figure 2.26. Pour une meilleure compréhension, le schéma bloc de la Figure 2.28 peut être déduit de la modélisation de la Figure 2.26.

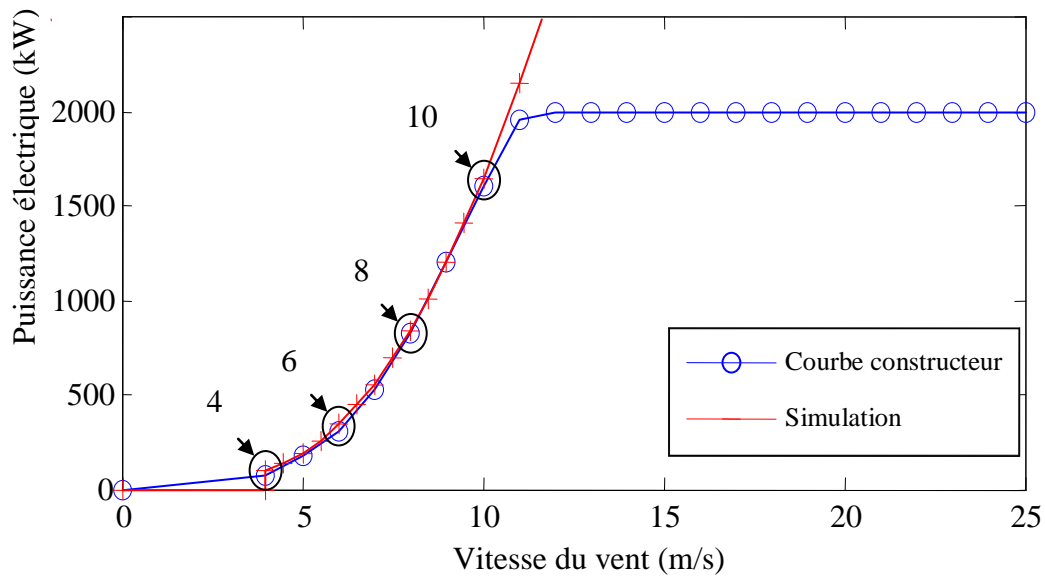


Figure 2.27 : Comparaison des courbes de puissance de référence et simulée et points de fonctionnement considérés pour la linéarisation du modèle

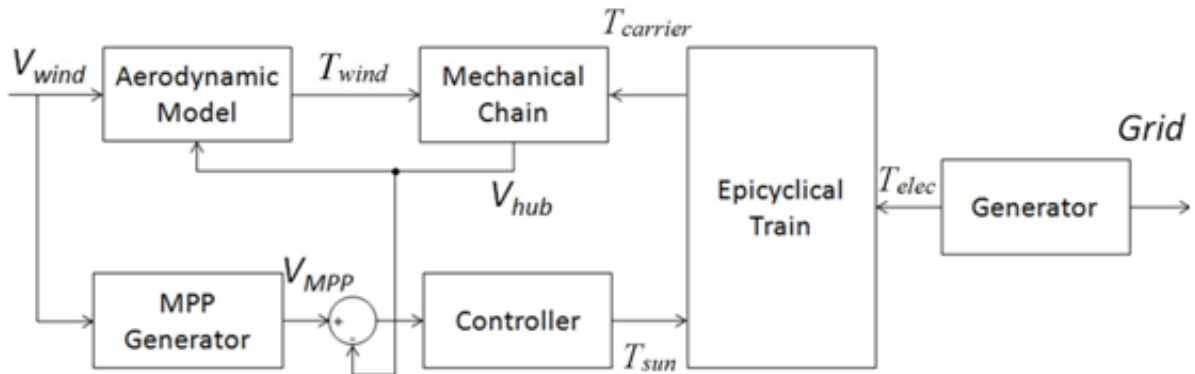


Figure 2.28 : Schéma bloc de l'éolienne

La Figure 2.27 (notamment) met en évidence le comportement non-linéaire du système à réguler. Sur la Figure 2.28, le bloc « Mechanical Chain » intègre l'équation suivante :

$$J_{eq} \frac{dV_{hub}}{dt} = T_{wind}(t) - T_{carrier}(t) - \mu_{eq} V_{hub}(t), \quad (2.58)$$

où  $J_{eq}$  et  $\mu_{eq}$  sont respectivement l'inertie et le coefficient de frottements visqueux de l'ensemble de la chaîne cinématique. Dans (2.58), les fonctions  $T_{wind}(t)$  et  $T_{carrier}(t)$  sont de la forme :

$$T_{wind}(t) = f_{wind}(V_{wind}(t), V_{hub}(t)), \quad (2.59)$$

et

$$T_{carrier}(t) = f_{mec}(T_{sun}(t), T_{elec}(t)), \quad (2.60)$$



Pour la synthèse d'un régulateur CRONE, le modèle non linéaire de la Figure 2.26 doit être linéarisé. Un modèle linéaire équivalent est obtenu par approximation au premier ordre du modèle non linéaire pour différents points de fonctionnement définis par  $P_0 = (V_{wind}^0, V_{hub}^0, T_{elec}^0, T_{sun}^0)$ .

Cette méthode de linéarisation appliquée à l'équation (2.58) conduit à la relation:

$$J_{eq} \frac{d\delta V_{hub}}{dt} = \left. \frac{\partial f_{wind}}{\partial V_{wind}} \right|_{P_0} \delta V_{wind} + \left. \frac{\partial f_{wind}}{\partial V_{hub}} \right|_{P_0} \delta V_{hub} + \left. \frac{\partial f_{mec}}{\partial T_{sun}} \right|_{P_0} \delta T_{sun} + \left. \frac{\partial f_{mec}}{\partial T_{elec}} \right|_{P_0} \delta T_{elec} - \mu_{eq} \delta V_{hub} \tag{2.61}$$

Le bloc "MPP Generator" de la Figure 2.26 est approximé par un simple gain  $H_0$  dépendant de  $V_{wind}(t)$ . Ce gain est issu d'une régression linéaire sur la caractéristique  $P_{opt}(V_{hub})$ . Suite à une telle linéarisation, le modèle de l'éolienne et son contrôle peuvent être représentés par le schéma de la Figure 2.29.

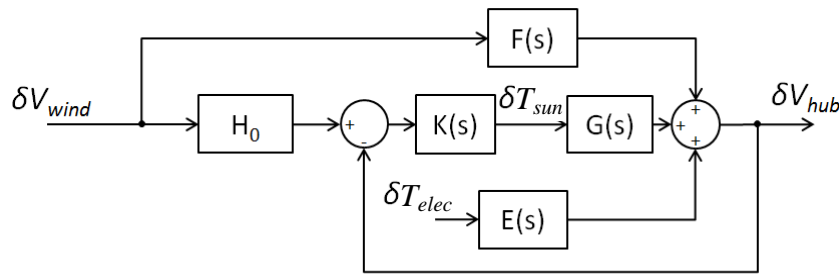


Figure 2.29 : Modèle linéaire équivalent de l'éolienne

Sur la Figure 2.29 :

- $G(s)$ , représente le procédé représentant notre système couple planétaire central (en N.m) sur la vitesse de rotation de l'arbre lent (rad/s).
- $F(s)$  représente le modèle de perturbation du vent sur la vitesse (en m/s) de l'arbre lent (en rad/s).
- $E(s)$  représente le modèle de perturbation de la vitesse de la génératrice (en rad/s) sur la vitesse de l'arbre lent (en rad/s).

La linéarisation du modèle non-linéaire en 4 points de fonctionnement (4, 6, 8 et 10 m/s) conduit à une famille de modèles équivalents linéaires  $G(s)$ . En pratique, la linéarisation est réalisée avec un signal multi-sinus en entrée (i.e. une somme de sinus de différentes fréquences) et non avec la commande *linmod* de MATLAB<sup>®</sup> habituellement utilisée, car non compatible avec les blocs SimDriveline ou encore SimPowerSystems.

Le signal multi-sinus est appliqué en entrée au niveau du planétaire central du train épicycloïdal afin de mesurer en sortie la vitesse de l'arbre lent et ainsi obtenir un modèle linéaire  $G(s)$  aux différents points de fonctionnement considérés.

Étant contraint au niveau de la bande passante de la loi de contrôle à définir, la plage de fréquences d'excitation s'étend de 0,1 Hz à 20 Hz, avec une période d'échantillonnage de 100 Hz. L'avantage de cette méthode réside dans le choix de cette plage de fréquence pour l'identification par l'utilisateur, connaissant bien évidemment un minimum de détails sur le système. Le choix de cette plage de fréquence est en fonction. Le signal d'excitation utilisé est donc de la forme [Vyncke *et al.*, 2008]:

$$u(t) = u_0 + \sum_{k=1}^F A \cos(2\pi f_k t + \theta_k). \quad (2.62)$$

où les phases de Schroeder sont  $\theta_k = \frac{-k(k-1)\pi}{F}$ ,  $f_k = l_k \times f_0$  avec  $l_k \in \mathbb{N}$  et  $F$  est le nombre de fonctions cosinus.

La valeur moyenne  $u_0$  dépend du point de fonctionnement considéré et l'amplitude de  $A$  est choisie de manière à respecter des contraintes non-linéaires (comme le niveau de saturation) et résulte d'un compromis entre un signal d'entrée de faible amplitude pour recueillir le comportement linéaire du modèle mais d'amplitude suffisante pour assurer une bonne immunité au bruit de mesure. La vitesse de l'arbre lent est mesurée en sortie. Pour obtenir le diagramme de Bode en gain et phase, la transformée de Fourier (FFT) est finalement utilisée (Figure 2.30). Les variations des réponses fréquentielles obtenues pour les différents points de fonctionnement retenus mettent bien en évidence le comportement non-linéaire du système.

La même méthode est utilisée pour identifier la famille de modèles de  $F(s)$  (Figure 2.31). La relation non-linéaire (2.54) génère des variations illustrées sur les Figure 2.30 et 2.31.

En suivant le même protocole, la famille de procédés  $E(s)$  est également obtenue. En raison d'un très faible gain de l'ordre de -100 dB, nous décidons de négliger cette famille de procédés ; le modèle de la Figure 2.29 peut donc être simplifié en supprimant le bloc du procédé  $E(s)$ .

Nous pouvons ainsi définir des fonctions nominales  $G_0$  et  $F_0$  correspondantes au procédé le plus représentatif des fonctions correspondantes :

$$G_0 = -\frac{0,07}{1 + 0,7667s + 0.06667s^2}, \quad (2.63)$$

$$F_0 = -\frac{0,625}{1 + \frac{s}{0.3}}. \quad (2.64)$$

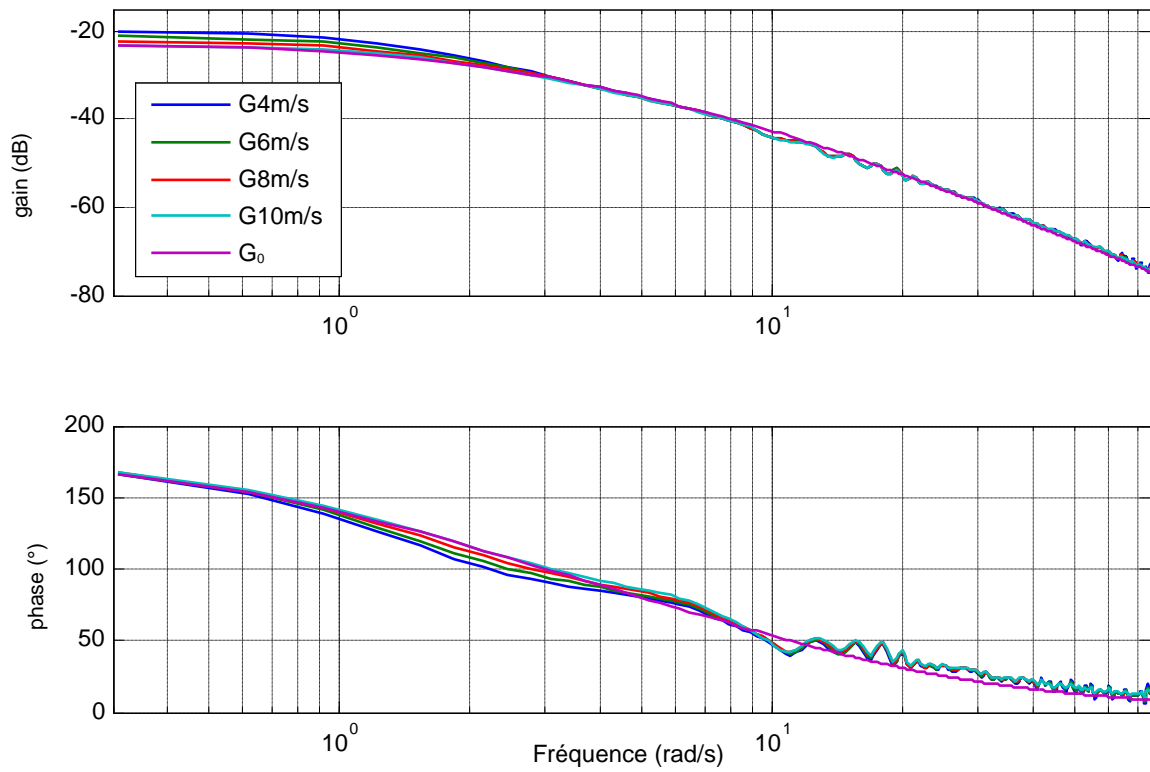


Figure 2.30 : Diagramme de Bode du système SISO dont l'entrée est le couple du planétaire et dont la sortie est la vitesse de l'arbre lent – fonction  $G(s)$

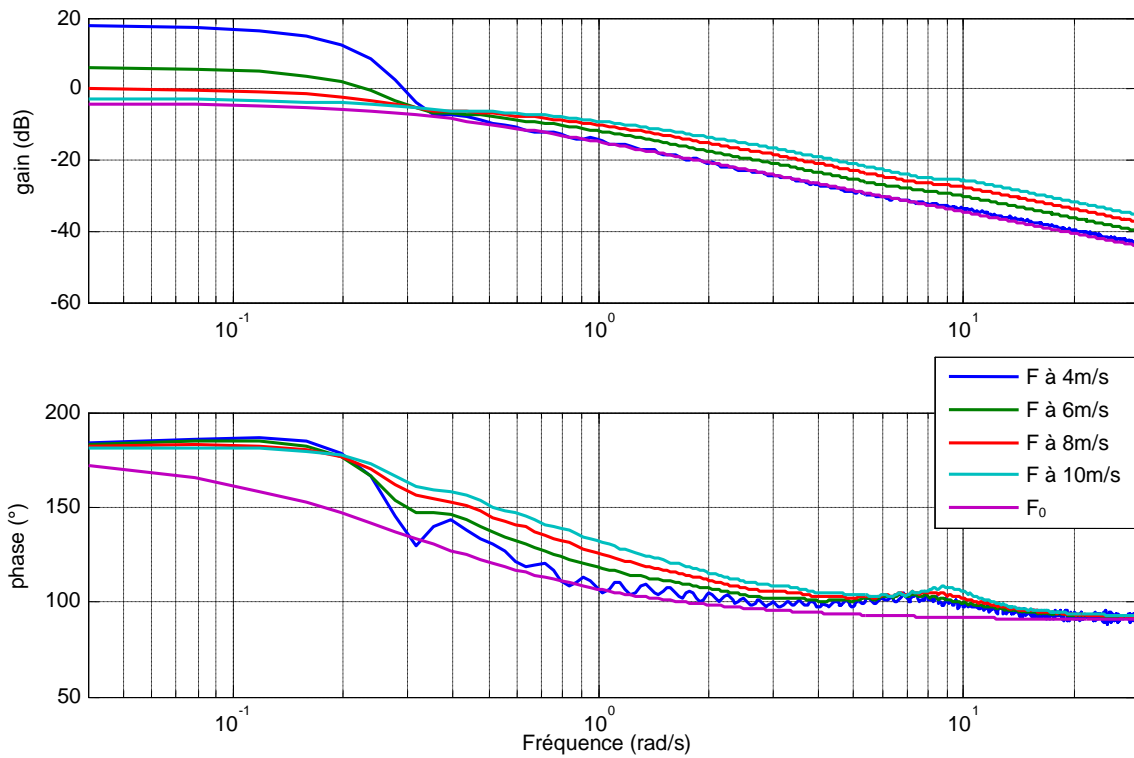


Figure 2.31 : Diagrammes de Bode du système SISO dont l'entrée est la vitesse du vent et dont la sortie est la vitesse de l'arbre lent – fonction  $F(s)$

### 2.5.4 Spécifications

Pour la valeur régulée  $V_{hub}$ , les spécifications utilisées pour la synthèse de la loi de commande sont à présent décrites. La réponse indicielle du système en boucle fermée ne doit pas présenter un dépassement supérieur à 20 % et doit comporter une erreur statique nulle. Le temps de réponse doit quant à lui être inférieur à 1s. Pour respecter un tel cahier des charges, il est nécessaire d'avoir un intégrateur situé en amont de la perturbation. Il est également nécessaire que le pic de résonance de la fonction de sensibilité  $T$  de la boucle fermée ne dépasse pas 1dB et que sa bande passante soit supérieure à 3 rad/s.

Un moteur électrique est utilisé pour appliquer le couple sur le planétaire central. Pour obtenir un bruit sur la commande inférieur à 1%, la fonction de sensibilité  $KS$  doit être limitée à 20 dB.

### 2.5.5 Synthèse de la loi de commande

Dans l'approche linéaire de la Figure 2.29, sachant que le bloc  $E(s)$  est négligeable, la transformée de Laplace de la variable régulée  $\delta V_{hub}$  est définie par :

$$\delta V_{hub}(s) = \frac{G(s)K(s)H_0}{1 + G(s)K(s)} \delta V_{wind}(s) + \frac{F(s)}{1 + G(s)K(s)} \delta V_{wind}(s) \quad (2.65)$$

Cette relation met en évidence que la stabilité de la boucle fermée dépend des procédés  $G(s)$  et  $K(s)$ . En utilisant une approche CRONE SISO, la fonction de transfert de la boucle ouverte nominale est définie par  $\beta(s) = G_0(s)K(s)$  où  $G_0(s)$  est un modèle nominal de  $G(s)$ . L'analyse par transformée de Fourier utilisée lors de la phase de linéarisation produit des réponses fréquentielles discontinues. Si de telles réponses fréquentielles étaient utilisées pour définir le procédé nominal, la synthèse du contrôleur rationnel  $K_R(s)$  définie par  $\beta_0(j\omega)/G_0(j\omega)$  serait très délicate. Le procédé nominal  $G_0(s)$  est donc défini en utilisant une fonction de transfert du 2<sup>e</sup> ordre (en violet sur la Figure 2.30). Cependant, toutes les réponses fréquentielles obtenues après la FFT seront prises en compte pour modéliser les incertitudes du procédé (Figure 2.33).

Le régulateur CRONE doit être strictement propre pour obtenir un gain décroissant en hautes fréquences. Ainsi,  $n_l$  et  $n_h$  de la relation (2.40) sont respectivement égaux à 1 et 3. Les contraintes définies dans les paragraphes précédents sont utilisées dans la *toolbox CRONE* (<http://cronetoolbox.ims-bordeaux.fr>) ce qui permet une synthèse du contrôleur CRONE plus facile [Lanusse *et al.*, 2001]. La Figure 2.32 présente la réponse fréquentielle en boucle ouverte optimisée et les domaines d'incertitude associés. Les fonctions de sensibilités

résultant de la synthèse du régulateur sont présentées sur la Figure 2.33. Sur ces figures, on note que la valeur maximale du pic de résonance de  $T$  est 1.03 dB. La valeur minimale de la marge de module est 0.79. La valeur du pic du gain de  $KS(j\omega)$  est 21.75 dB.

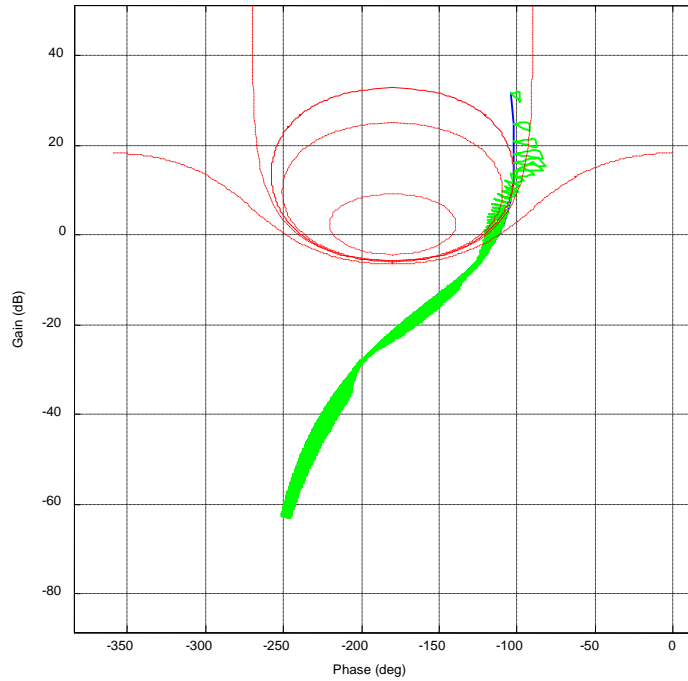


Figure 2.32 : Fonction de transfert de la boucle ouverte  $\beta(s)$  nominale (—) et perturbée (---)

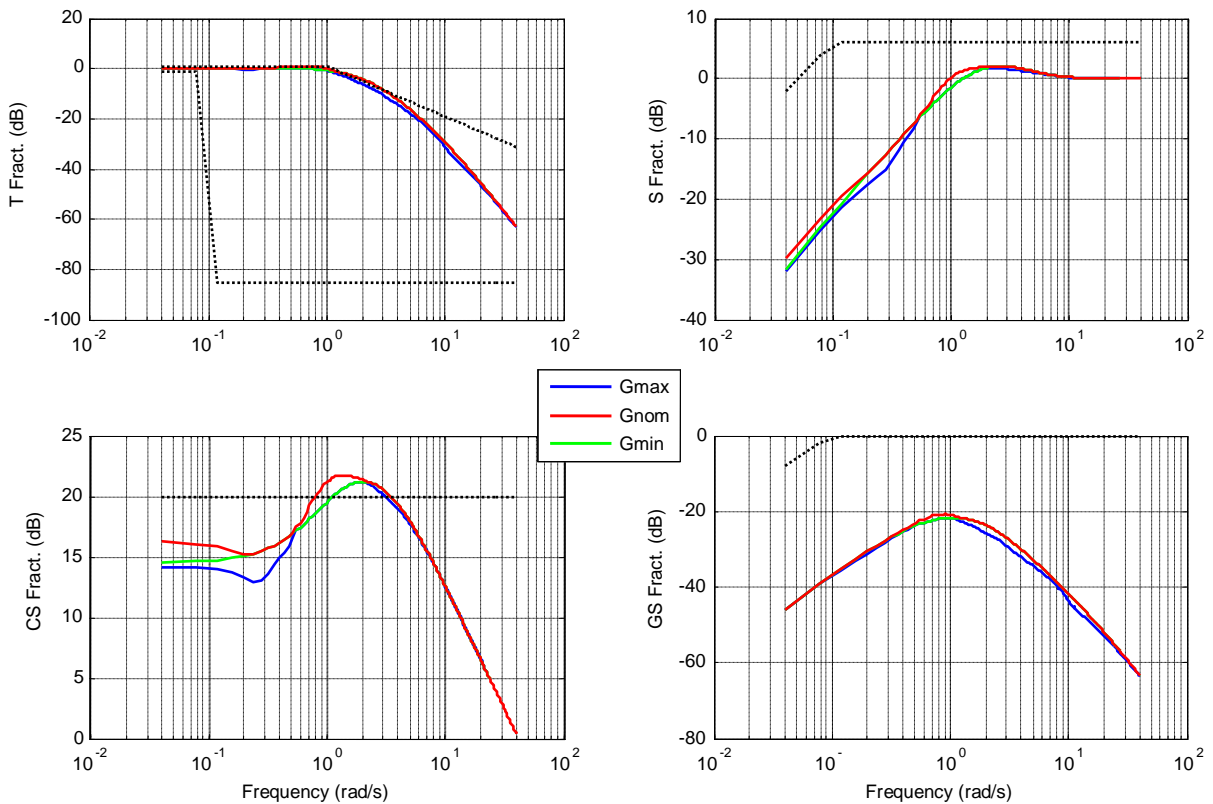


Figure 2.33 : Fonctions de sensibilité ( $T$ ,  $S$ ,  $KS$ ,  $GS$ ) de la boucle fermée avec contraintes (---)

Les paramètres de la boucle ouverte (2.40) sont:

- $C_0 = 157.164$ ,
- $\omega_0 = 0.0019$  rad/s et  $\omega_1 = 6.45$  rad/s,
- $a_0 = 1.08$ ,  $b_0 = 0.183$  et  $q_0 = 1$ ,
- $\omega_r = 3$  rad/s.

Le contrôleur fractionnaire de réponse fréquentielle  $\beta_0(j\omega)/G_0(j\omega)$  est ensuite approximé par un contrôleur rationnel de degré 4 :

$$K(s) = \frac{-12,6 s^3 - 142,8 s^2 - 101,8 s - 8769}{0,3028 s^4 + 4,183 s^3 + 14,33 s^2 + s} \quad (2.66)$$

Dans la relation (2.65), la fonction de transfert  $\frac{F(p)}{1+G(p)K(p)}$  est considérée comme une perturbation sur la boucle fermée. Pour rejeter une telle perturbation, on utilise une structure de type feedforward (Figure 2.34) définie par la fonction de transfert :

$$FFd(s) = \frac{F_0(s)}{G_0(s)} \times \left( \frac{1}{1 + s/10} \right)^2 \quad (2.67)$$

Cette fonction de transfert inclut un filtre passe-bas du 2<sup>e</sup> ordre pour réduire sa sensibilité au bruit de mesure en hautes fréquences et rend la fonction de transfert (2.67) strictement propre. Il est important d'indiquer ici que l'objectif est de rejeter le mieux possible cette perturbation. Dans un cas réel, il est difficile d'obtenir une mesure du vent correcte et de mettre en place une telle fonction. En utilisant les fonctions nominales comme explicité dans la relation (2.67), nous garantissons un rejet correct pour notre simulation.

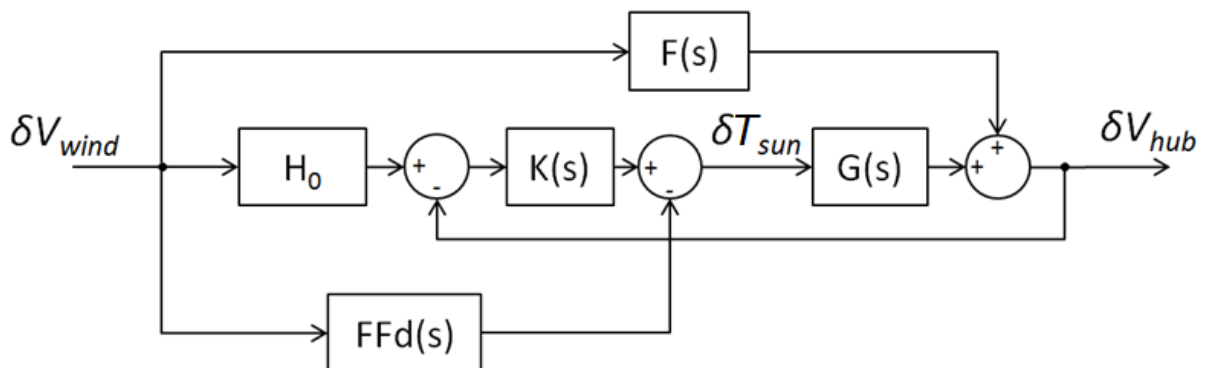


Figure 2.34 : Modèle linéaire de l'éolienne et filtre feedforward associé au régulateur

**2.5.6 Résultats de simulation**

Le régulateur précédemment synthétisé est à présent testé en simulation en utilisant le modèle de l'éolienne présenté en Figure 2.25 implémenté sous SIMULINK®. Pour valider le contrôleur et vérifier ses propriétés de robustesse et performances, un vent artificiel composé de 8 échelons de différentes vitesses est mis en entrée du système (Figure 2.35). Une comparaison avec un régulateur traditionnel de type PI est également effectuée pour justifier l'utilisation de la méthodologie CRONE.

Ce régulateur de type PIF garantit la même marge de phase à 1 rad/s que le régulateur CRONE. Le régulateur PIF est défini par la relation :

$$PIF(s) = -10 \left( \frac{1 + s/0,588}{s/0,588} \right) \left( \frac{1}{1 + s/1,7} \right) \tag{2.68}$$

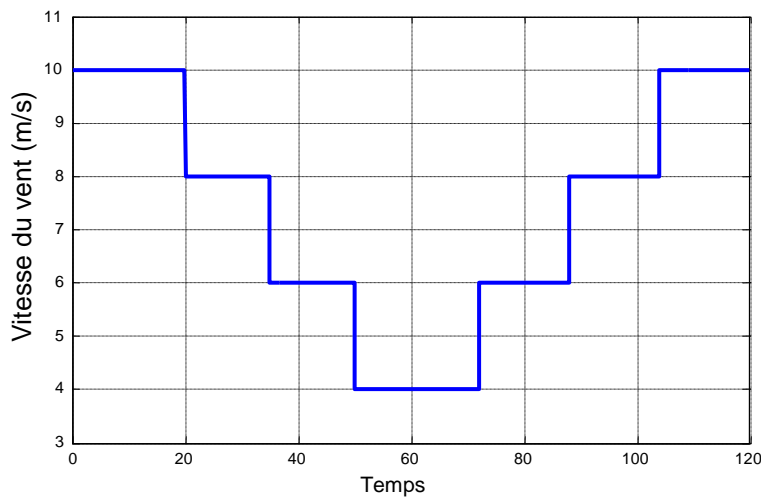


Figure 2.35 : Entrée de vent utilisée en simulation

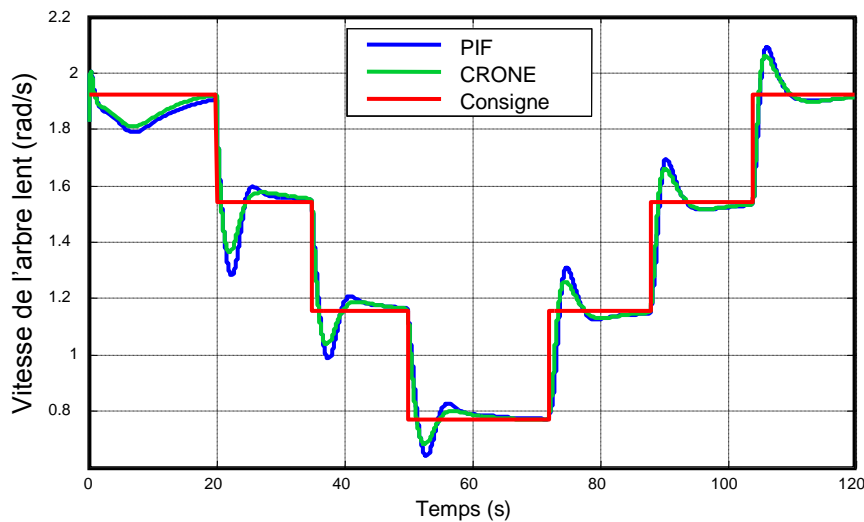


Figure 2.36 : Variations de la vitesse de l'arbre lent en réponse aux échelons de vitesse de vent

La Figure 2.36 présente les résultats de la simulation réalisée avec le profil de la Figure 2.35. Il s'avère qu'avec le contrôleur CRONE, l'erreur statique tend vers 0 et les oscillations des régimes transitoires sont bien amorties pour tous les points de fonctionnement avec un dépassement moyen de 20%. Cette robustesse témoigne d'une immunité au comportement non linéaire du système. Nous pouvons observer des comportements semblables avec le PIF mais néanmoins avec un plus grand dépassement et un comportement transitoire moins amorti selon le point de fonctionnement, ce qui met en évidence un moindre degré de stabilité pour le PIF. La vitesse désirée est atteinte en 10 secondes. Comme nous sommes en présence d'un système dont l'entrée est toujours variable, le contrôleur CRONE présente de meilleures performances et un comportement intéressant quant à la finalité d'une éolienne, le but étant en effet de travailler en permanence très près de la vitesse souhaitée pour extraire le maximum de puissance.

La Figure 2.37 représente le couple appliqué au planétaire central. Il est important de noter qu'une partie de la puissance extraite du vent est utilisée pour contrôler la vitesse de l'arbre lent. Au-delà de 9 m/s et en raison d'une inversion du signe de la vitesse du planétaire central, de l'énergie est récupérable via l'actionneur qui contrôle le planétaire. Ceci traduit un comportement similaire à celui d'une architecture MADA. On notera par ailleurs que le contrôleur CRONE génère moins de variations de couple que le régulateur PIF, ce qui participe à diminuer les vibrations et à-coups et à moins fatiguer la chaîne cinématique.

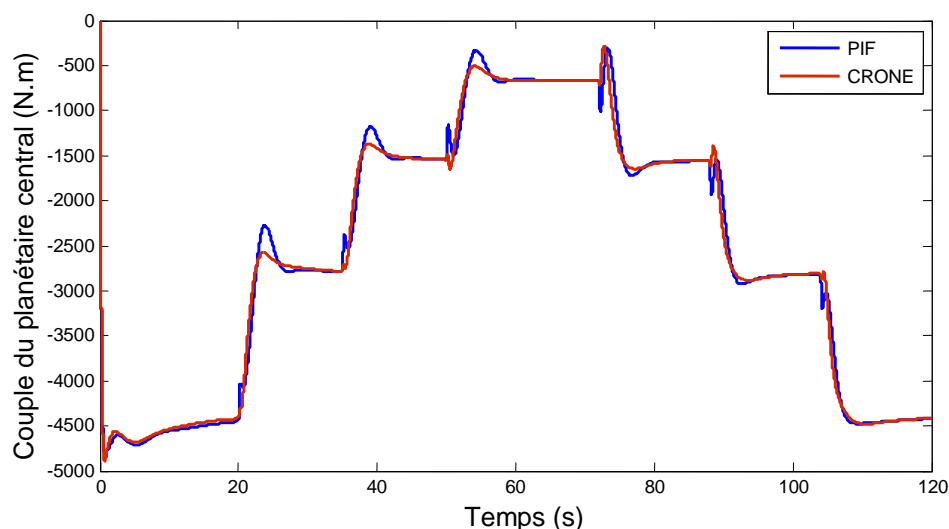


Figure 2.37 : Couple  $T_{sum}$  appliqué au planétaire

La Figure 2.38 vient clore cette série de résultats en montrant la production électrique de l'éolienne. Le comportement transitoire a toute son importance avec comme précédemment sur le couple, des oscillations plus grandes avec le PIF qui peuvent engendrer une production



d'énergie moins importante qu'avec le CRONE. Il est important de noter que la puissance produite est définie comme la différence entre la puissance électrique fournie par la génératrice et la puissance de la commande (puissance consommée ou récupérée selon le point de fonctionnement de la machine et appliquée au planétaire).

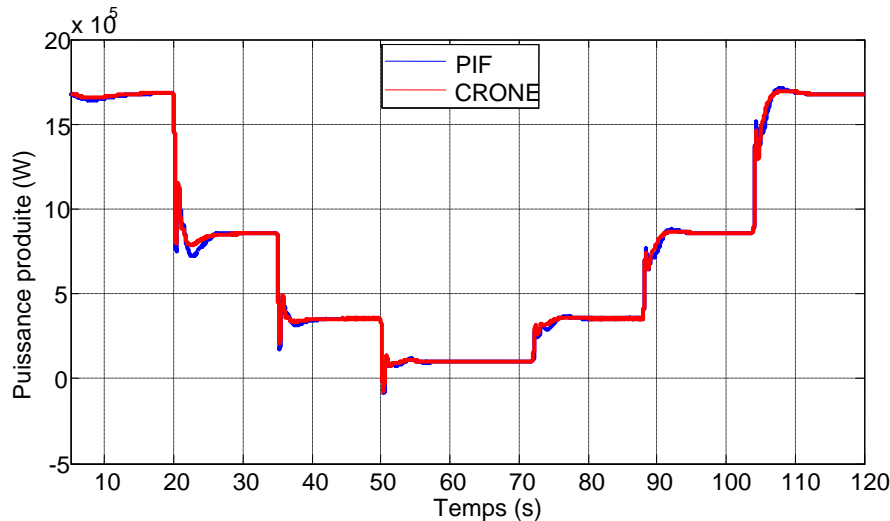


Figure 2.38 : Comparaison de la puissance générée avec les contrôleurs CRONE et le PIF

### 2.5.7 Application au cas réel : simulation avec vent réel.

Les échelons de vitesse de vent précédemment utilisés au paragraphe précédent pour tester les lois de commande synthétisées ne représentent en rien un vent réel et ce quel que soit le contexte environnemental et météorologique. L'objectif de ce paragraphe est de tester l'architecture étudiée dans ce chapitre avec un vent réel et comparer les performances du contrôleur CRONE avec le PIF pour valider les résultats obtenus précédemment.

Des données de vent unidirectionnel – dans l'axe du rotor de l'éolienne – ont été enregistrées sur un parc de la société VALOREM avec une fréquence d'échantillonnage de 1Hz, soit 1 donnée toutes les secondes. Les fluctuations incessantes du vent sont représentées par la Figure 2.39 qui montre le caractère aléatoire de la vitesse du vent. Cependant, ces mesures ont été réalisées par l'anémomètre de l'éolienne, situé sur la nacelle dans le sillage du rotor. En plus de sa faible précision, il donne une information assez perturbée par rapport à la réalité. Aussi, pour limiter les effets perturbants du sillage et des rafales de vent qui viennent agir indirectement sur la commande (également le cas sur les machines actuelles), un limiteur de niveau de variation de valeur absolue 2,5 est rajouté en amont de la consigne de vitesse. L'effet de ce limiteur apparait Figure 2.39. Après simulation, les vitesses de l'arbre lent et la consigne de vitesse sont comparées Figure 2.40 pour les deux lois de commandes CRONE / PIF.

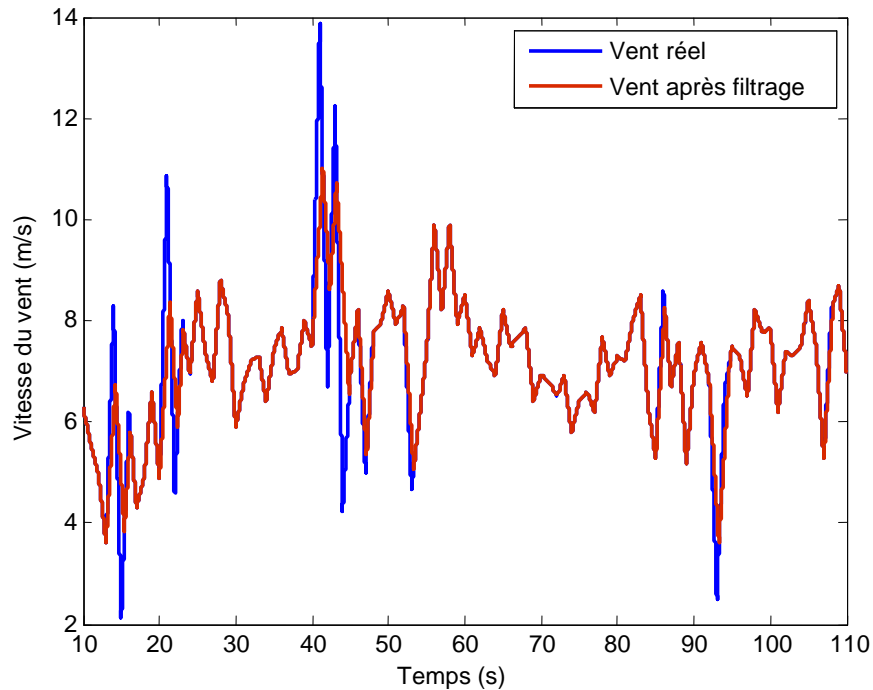


Figure 2.39 : Entrée en vent avec et sans filtrage

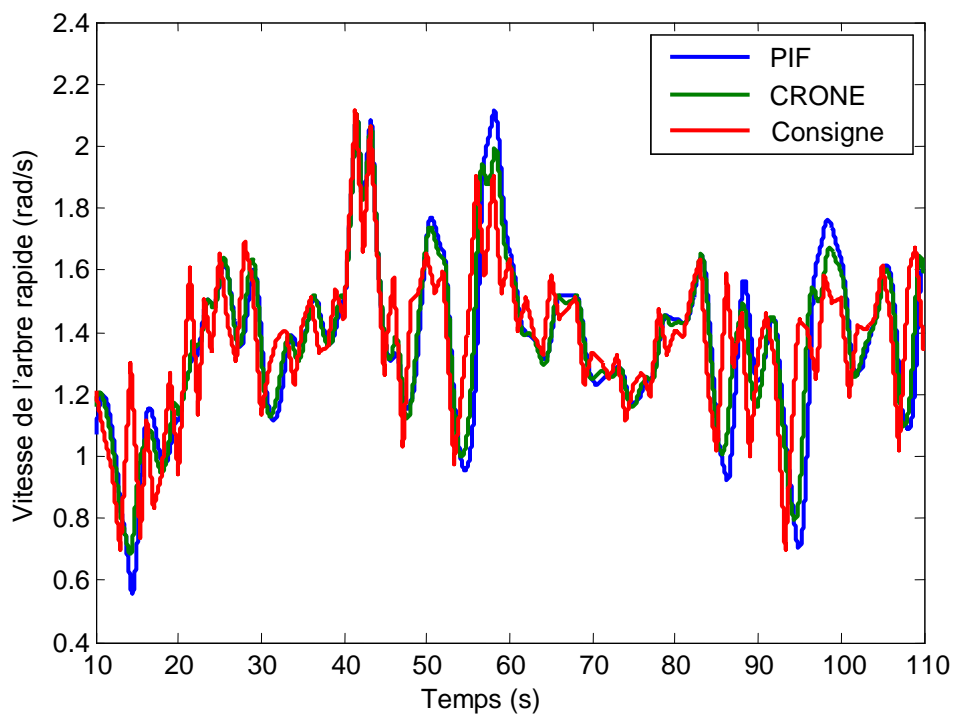


Figure 2.40 : Comparaison de la vitesse de l'arbre lent avec les régulateurs CRONE et PIF

Cette simulation confirme les observations précédentes : le CRONE étant mieux amorti que le PIF quel que soit le point de fonctionnement, il suit mieux la trajectoire de consigne, permettant de minimiser l'écart avec un fonctionnement permettant d'optimiser la récupération d'énergie à l'instant  $t$ .

Le couple appliqué au planétaire central présente moins de dépassement avec le CRONE, confirmant une fatigue moins importante des organes mécaniques (Figure 2.41).

Enfin, la puissance générée représentée par la Figure 2.42, montre la puissance extraite du vent à chaque instant, et fait apparaître une allure semblable à celle du vent. Les augmentations ou diminutions plus ou moins brusques du vent sont observables, mais les comportements du CRONE et du PIF sont différents selon les profils de vent. Lors de décélération du vent, le couple appliqué avec le PIF varie trop fortement et une perte de puissance est visible car la vitesse du planétaire s'éloigne alors de la vitesse optimale de rotation. En comparant les intégrales de la puissance produites avec les régulateurs CRONE et sur la fenêtre temporelle de simulation considérée jusqu'à présent, un gain d'énergie de 3,5% est obtenu avec le régulateur CRONE par rapport au PIF, ce qui n'est pas négligeable.

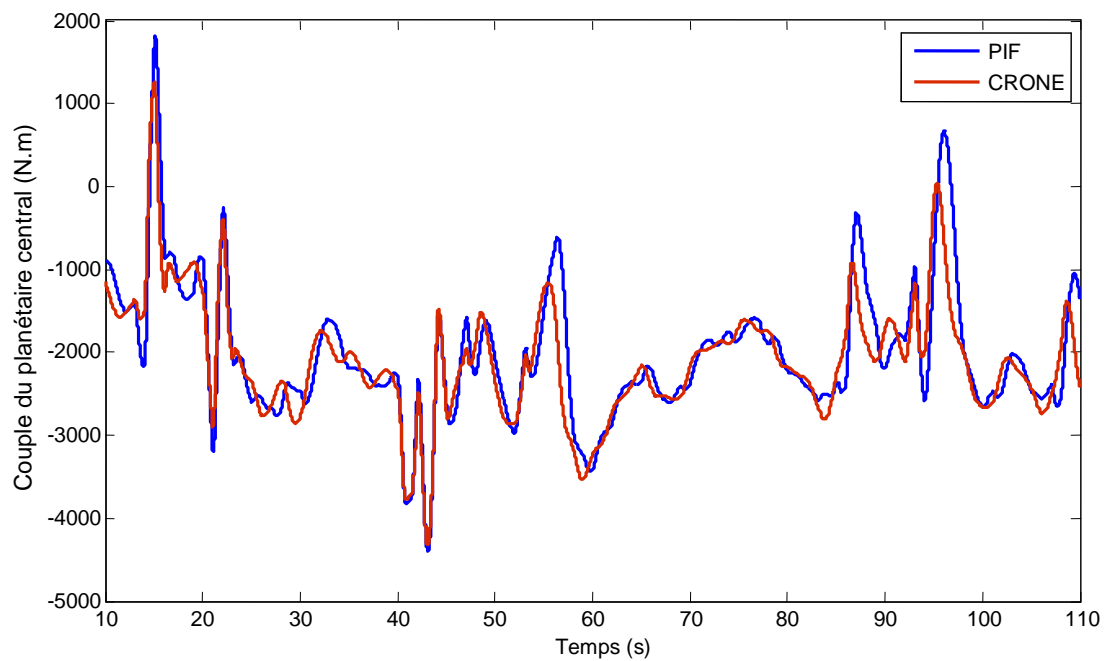


Figure 2.41 : Couple  $T_{sun}$  appliqué au planétaire avec un vent réel

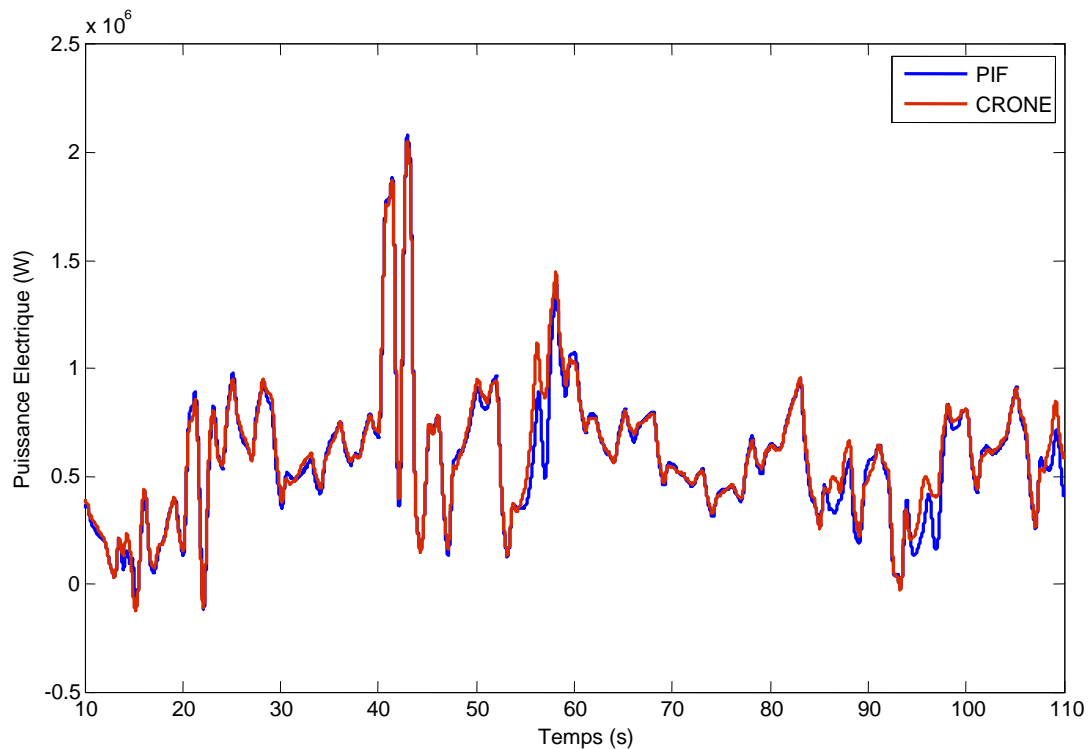


Figure 2.42 : Puissance générée avec un vent réel

## 2.6 Conclusions

Dans ce chapitre, la synthèse d'un régulateur CRONE est réalisée pour la régulation robuste de la vitesse de rotation d'une éolienne dans une gamme de fonctionnement pour laquelle la vitesse du vent reste supérieure à 4m/s et inférieure à 11m/s. Pour quantifier les performances de ce régulateur, il est comparé à un régulateur PI filtré (PIF). L'architecture de l'éolienne mise en œuvre présentait également une innovation importante au travers de l'utilisation d'un train épicycloïdal comme variateur de vitesse. Cet organe mécanique est préféré aux convertisseurs de puissance électroniques du fait de sa grande fiabilité. La comparaison fait apparaître de très bons résultats en termes de robustesse, rapidité et précision pour le régulateur. Face aux caractères variant et aléatoire du vent, le régulateur CRONE permet un meilleur rendement que le PIF (+3.5% d'énergie produite). En résumé, les contributions majeures de cette étude sont les suivantes :

- introduction d'une nouvelle architecture d'éolienne intégrant un train épicycloïdal pour le contrôle de sa vitesse de rotation ;
- réalisation d'un modèle non-linéaire de cette éolienne pour la simulation et approximation du modèle non-linéaire par un modèle linéaire simplifié pour la synthèse de régulateurs ;

- synthèse et la validation d'un régulateur robuste CRONE pour le contrôle de la vitesse de variation ;
- comparaison du CRONE avec un PIF mettant en évidence de meilleures performances pour le CRONE et un gain de production ;
- association d'un CRONE avec un feedforward

On peut donc conclure que cette application élargit le champ d'utilisation de la commande CRONE au domaine éolien. Par ailleurs, on notera que cette analyse pourrait être étendue à des vitesses de vent supérieures à 11 m/s en implémentant un contrôle de pitch. Enfin, bien que technologiquement très différentes, l'architecture de la MADA est à rapprocher de l'architecture purement mécanique étudiée dans ce chapitre (de l'énergie est utilisée dans les deux cas pour accélérer ou freiner l'axe lent afin de travailler à vitesse optimale). La comparaison réalisée dans ce chapitre pourrait ainsi s'étendre à différents types d'architectures.

Pour se rapprocher des besoins VALOREM, les études qui suivent ont été réalisées sur des éoliennes de type MADA, architecture majoritairement présente dans le portefeuille de l'entreprise.

Fort de cette première expérience dans le domaine éolien et de la mise en évidence des capacités de la commande CRONE à améliorer la production d'énergie dans ce domaine, l'algorithme de synthèse d'un régulateur CRONE sera adapté au chapitre suivant pour prendre en compte des considérations énergétiques. Ces modifications impacteront principalement le critère d'optimisation associé à la commande CRONE et seront évaluées sur une éolienne de type MADA.

# CHAPITRE 3

## VERS UNE AUTOMATISATION DE L'OPTIMISATION DE RÉGULATEURS CRONE ET APPLICATION À LA COMMANDE D'UNE ÉOLIENNE

### Sommaire

3.1. Introduction .....	103
3.2. Utilisation du critère initial sur un exemple académique .....	104
3.3. Nouveaux critères d'optimisation .....	107
3.3.1 Minimisation de l'énergie de l'erreur .....	108
3.3.2 Minimisation de la norme infinie de $GS(s)/s$ .....	109
3.3.3 Minimisation de la norme infinie de $S(s)/s$ .....	109
3.3.4 Comparaison des performances des 4 critères présentés .....	109
3.3.5 Application à une éolienne .....	112
3.3.6 Application à une éolienne avec vent réel .....	122
3.4. Conclusion.....	126

### NOMENCLATURE

$\varepsilon(t)$ :	Signal d'erreur
$y(t)$ :	Valeur de sortie asservie
$y_{ref}(t)$ :	Valeur de référence de $y(t)$
$J_{ME}$ :	Critère utilisant la minimisation de l'énergie de l'erreur
$J_{GS}$ :	Critère utilisant la minimisation de la norme infinie $GS(s)/s$
$J_S$ :	Critère utilisant la minimisation de la norme infinie $S(s)/s$
$\eta$ :	Rendement de la génératrice
$\omega_{HSS}$ :	Vitesse de rotation de l'arbre rapide (rad/s)
$\omega_{HSSref}$ :	Valeur de référence de $\omega_{HSS}$
$G(s)$ :	Fonction de transfert du procédé
$G_0(s)$ :	Fonction de transfert du procédé nominal
$K(s)$ :	Fonction de transfert du régulateur rationnel
$T(s), S(s), GS(s), KS(s)$ :	Fonctions de sensibilité
$X_l$ :	Limite supérieure de la fonction de transfert $X(s)$
$X_u$ :	Limite inférieure de la fonction de transfert $X(s)$
$H_{DI}(s)$ :	Fonction de transfert du « dynamique inflow »
$\gamma$ :	Facteur de ralentissement
$V_{moy}$ :	Vitesse moyenne du vent à hauteur de moyeu

### 3.1 Introduction

Après l'utilisation de la méthodologie CRONE au chapitre précédent, nous nous orientons vers une réflexion sur l'optimisation utilisée actuellement de par sa complexité, dans le but de rendre plus accessible son utilisation. Si la boîte à outils CRONE permet d'optimiser les paramètres du régulateur robuste, la qualité de l'optimisation dépend encore beaucoup de l'expérience de l'utilisateur. Afin de réduire cette dépendance, il est proposé d'automatiser la synthèse du régulateur en insérant de nouveaux critères d'optimisation des paramètres. Nous regarderons au cours de ce chapitre les bénéfices liés à la mise en place de nouveaux critères au travers de deux applications : un exemple académique et un modèle éolien existant.

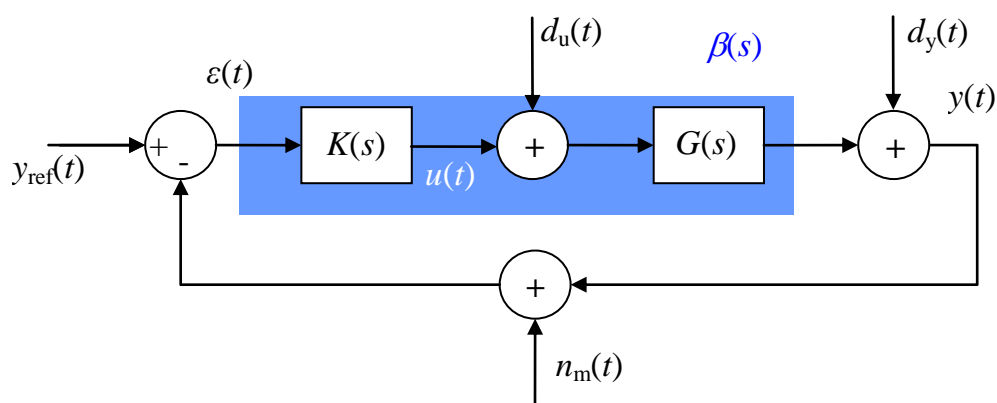


Figure 3.1 : Schéma de la boucle de commande

Nous avons précédemment vu que la méthodologie CRONE permet la synthèse dans le domaine fréquentiel de commandes dynamiques robustes par retour de sortie (Figure 3.1) pour des systèmes linéaires stationnaires (LTI), incertains, monovariables (SISO) [Oustaloup et al., 1995] [Landau et al., 1995] [Lanusse, 1994] ou multivariables (MIMO) [Lanusse *et al.*, 1996] [Oustaloup *et al.*, 1999] [Nelson Gruel *et al.*, 2008] [Nelson Gruel, 2009] autant par la prise en compte aussi peu pessimiste que possible des incertitudes portant sur les systèmes commandés, que par l'efficacité des paramètres de réglage utilisés. Dans le cadre SISO, trois stratégies de synthèse ont été successivement proposées. Ces trois stratégies ont été intégrées dans la boîte à outils CRONE pour MATLAB<sup>®</sup> actuellement mise à disposition des utilisateurs [Oustaloup *et al.*, 2000] [Malti *et al.*, 2011] [Lanusse *et al.*, 2011] [Lanusse, 2001]. Alors que les deux premières stratégies s'adressent à des procédés dont uniquement le gain est incertain et conduisent assez directement aux paramètres des régulateurs robustes à utiliser, la troisième repose sur un processus d'optimisation permettant au régulateur de s'adapter au mieux aux incertitudes variées portant sur le procédé à commander tout en assurant des performances satisfaisantes. Bien que facilité par le haut-niveau des paramètres de réglage utilisés, ce



processus d'optimisation conduit à des performances très dépendantes des spécifications définies par l'utilisateur et peuvent ne pas s'avérer aussi bonnes que possible. De plus, la méthode d'optimisation utilisée étant non linéaire (*fmincon* de MATLAB<sup>®</sup>), le problème est bien sûr non convexe. Cela rend d'autant plus intéressant l'utilisation de peu de paramètres de réglage de haut niveau (permise par l'utilisation des ordres fractionnaires) ayant chacun un effet particulier et relativement indépendant sur la forme de la réponse fréquentielle en boucle ouverte nominale (2.49).

L'idée du travail présenté est de définir un nouveau processus d'optimisation conduisant naturellement à des performances optimales et ce, quel que soit le degré d'expérience de l'utilisateur.

Le chapitre précédent présentait l'approche standard de l'approche CRONE SISO de 3<sup>ème</sup> génération et plus particulièrement son processus d'optimisation actuel. Ce chapitre propose une modification de ce processus d'optimisation. Nous allons ainsi définir trois nouveaux critères d'optimisation et en présenter rapidement leurs applications à un problème de commande présenté dans [Lanusse, 2001] [Lanusse *et al.*, 2005], avant d'être appliqués à la commande d'une éolienne. La comparaison de l'ensemble des critères permettra de donner des conclusions positives quant à la définition de ces nouveaux critères.

### 3.2 Utilisation du critère initial sur un exemple académique

La méthodologie présentée précédemment est appliquée à un procédé académique défini par (3.1) et illustré Figure 3.2.

$$G(s) = \frac{\gamma}{s(0.01s + 1)} \quad \text{avec} \quad 1 \leq \gamma \leq 10 \quad \text{et} \quad \gamma_0 = 3.16 \quad (3.1)$$

Le pic d'amplitude nominal  $M_{r0}$  défini Figure 2.18 est fixé à 2.3dB (dépassement d'environ 25% pour une réponse indicielle de la sortie  $y$  à la consigne  $y_{ref}$ ). Pour des variations haute fréquence de  $y_{ref}$  de 1 et du bruit de mesure  $n_m$  de 0.01, sont respectivement acceptées des variations de la commande  $u$  de  $10^7$  et  $10^5$ .

Les contraintes fréquentielles (2.43) à (2.47) sont alors définies à partir de ces contraintes et de l'objectif de répondre au mieux aux variations de la consigne et de la perturbation. La *CSD CRONE toolbox* permet d'initialiser ces contraintes.

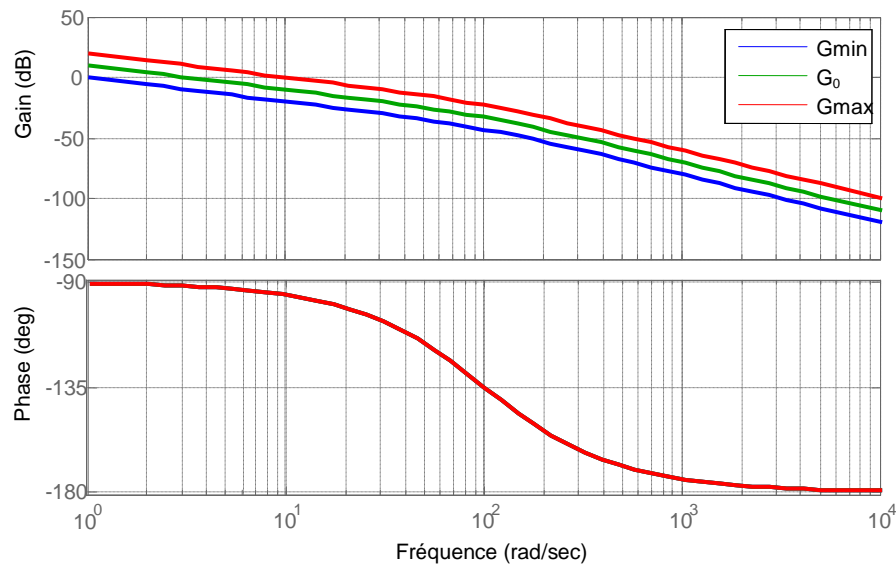


Figure 3.2 : Diagramme de Bode du procédé G

Compte tenu des résultats obtenus et des performances observées (contraintes trop facilement respectées ou violées), quelques itérations conduisent aux contraintes suivantes :

- Jusqu'à  $\omega = 10^3$  rad/s,  $T_l$  (2.43) est de -1dB pour éviter une réponse à la consigne "trainante". Ensuite  $T_l$  est définie par une valeur très faible de -280dB pour être facilement respectée.
- Jusqu'à  $\omega = 10^3$  rad/s, symétriquement à  $T_l$ ,  $T_u$  (2.44) est de +1dB. Ensuite, jusqu'à  $\omega = 200 \cdot 10^3$  rad/s,  $T_u$  est de +5dB pour limiter le dépassement de la réponse indicielle. Ensuite,  $T_u$  est définie par une pente de -18dB/oct pour réduire la sensibilité aux hautes fréquences.
- Jusqu'à  $\omega = 10^3$  rad/s,  $S_u$  (2.45) est définie par une pente de +12dB/oct pour assurer une bande passante élevée. Ensuite elle est de +6dB pour une marge de module d'au moins 0.5.
- Jusqu'à  $\omega = 10^5$  rad/s,  $KS_u$  (2.46) est de +132dB ( $4 \cdot 10^6 < \min(10^7/1, 10^5/0.01)$ ) afin de limiter la sensibilité de  $u$  aux signaux haute fréquence.  $KS_u$  est ensuite définie par une pente de -6dB/oct.
- Jusqu'à  $\omega = 300$  rad/s,  $SG_u$  (2.47) est définie par une pente de +6dB/oct pour garantir un rejet efficace de la perturbation  $d_u$ . Elle est ensuite de -100dB.

Les paramètres fixes de  $\beta_0(s)$  (illustrée Figure 3.3) sont  $n_l = 2$ ,  $n_h = 3$  et  $N^+ = N^- = 1$  pour un pouvoir de réglage optimal. Les 10 ( $4+3(1+1)$ ) paramètres optimisés de  $\beta_0(s)$  sont :

- $Y_r = 3.95$ dB,
- $\omega_r = 9892$  rad/s,

- $\omega_{-1} = 133 \text{ rad/s}$ ,  $\omega_0 = 1054 \text{ rad/s}$ ,  $\omega_1 = 198.10^3 \text{ rad/s}$ ,  $\omega_2 = 70198 \text{ rad/s}$ ,
- $a_{-1} = 2.90$ ,  $a_1 = 2.85$ ,
- $b_{-1} = 1.03$  (associé à  $q_{-1} = 1$ ) et  $b_{+1} = -1.76$  (associé à  $q_{+1} = 1$ ).

De ces valeurs découlent  $C = 14700$ ,  $a_0 = 1.54$ ,  $b_0 = -0.182$  et  $q_0 = 1$ .

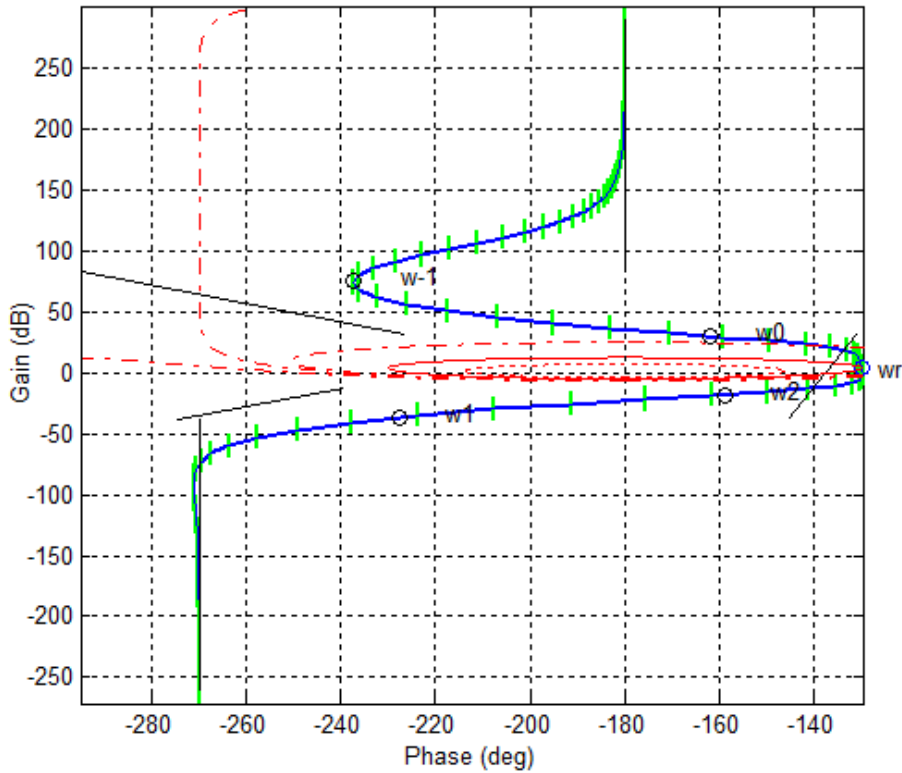


Figure 3.3 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte  $\beta_0$

La Figure 3.4 présente le diagramme de Bode du régulateur optimal obtenu avec la *toolbox* *CRONE*.

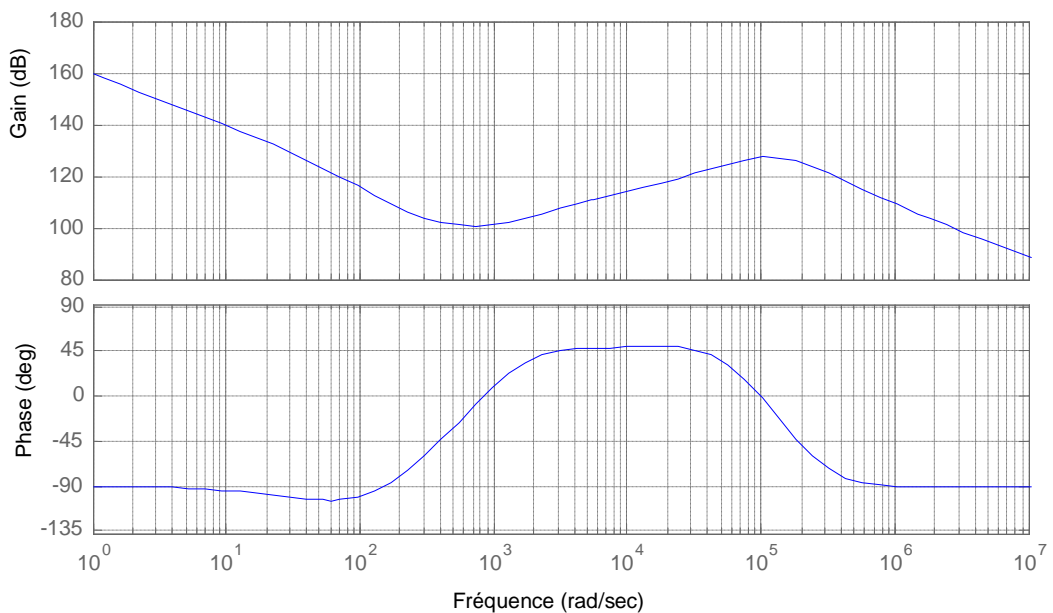


Figure 3.4 : Diagramme de Bode du régulateur après optimisation

La Figure 3.5 présente les contraintes et les valeurs nominales et extrêmes des fonctions de sensibilité obtenues. On peut clairement observé qu'il semble avoir été au mieux tiré parti du niveau de commande permis par la contrainte sur  $KS$ , pour la robustesse ( $M_r \leq 2.4\text{dB}$ ), le suivi de consigne et pour le rejet de perturbation, et ceci malgré le risque de non convergence du problème d'optimisation confronté à la présence d'éventuels minima locaux.

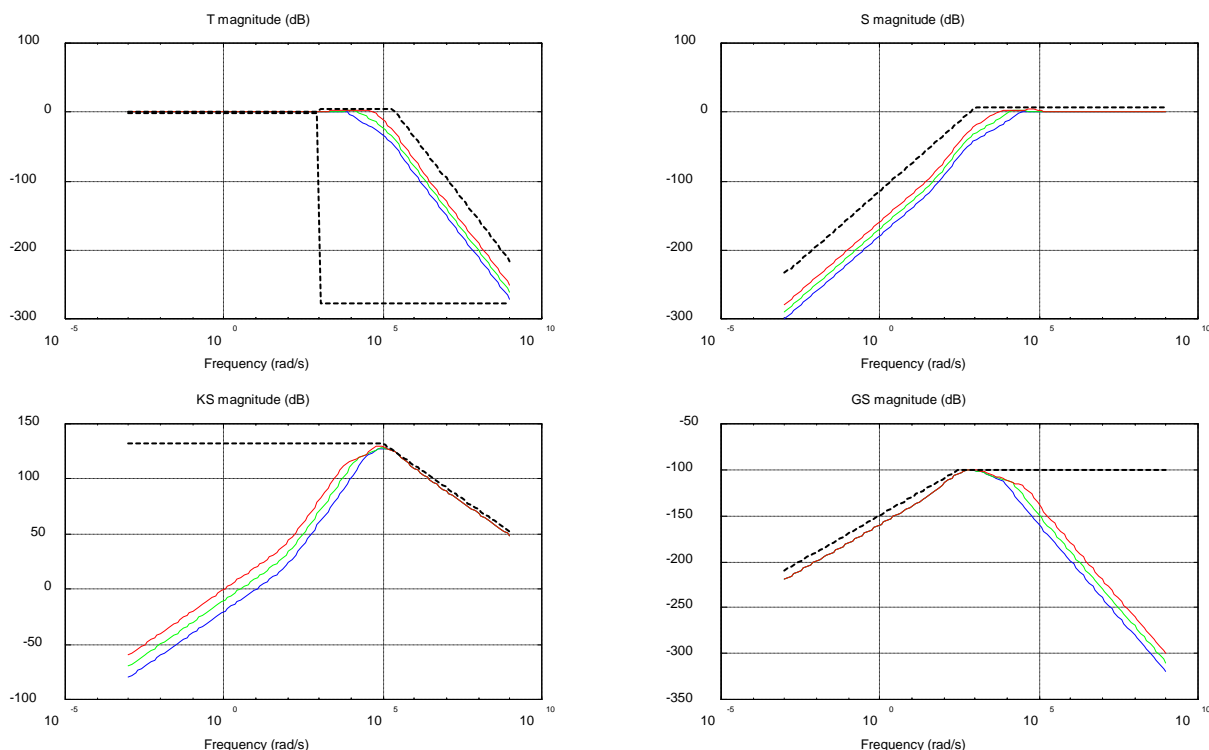


Figure 3.5 : Valeurs nominales et extrêmes des fonctions de sensibilité  $T$ ,  $S$ ,  $KS$  et  $GS$  et contraintes fréquentielles  $T_l$ ,  $T_u$ ,  $S_u$ ,  $KS_u$  et  $GS_u$  (---)

On peut néanmoins noter qu'un tel résultat n'a été obtenu qu'au prix d'une détermination très minutieuse des contraintes fréquentielles  $T_l$ ,  $T_u$ ,  $S_u$ ,  $KS_u$  et  $GS_u$ , détermination extrêmement difficile pour toute personne ne disposant pas d'une parfaite maîtrise des fonctions de sensibilité et de tous les couplages existant entre elles.

### 3.3 Nouveaux critères d'optimisation

Afin de proposer une méthodologie CRONE dont les performances des régulateurs synthétisés dépendent beaucoup moins de l'expérience de ses utilisateurs, trois nouveaux critères d'optimisation des paramètres sont ici présentés et testés. Le premier repose sur l'énergie de l'erreur (critère de type ISE [Naslin, 1969]) de la réponse indicielle à la consigne. Les deux autres reposent sur la norme infinie des fonctions de transfert  $S(s)/s$  et  $GS(s)/s$ . Tous

ces critères ont pour objet d'optimiser naturellement la rapidité de la réponse à la consigne ou au rejet des perturbations (bande passante) ainsi que l'amortissement des oscillations (robustesse) sans que des contraintes complexes sur les fonctions de sensibilité soient nécessaires.

### 3.3.1 Minimisation de l'énergie de l'erreur

Le signal d'erreur est défini par la différence entre une consigne de type échelon et la sortie correspondante (Figure 3.1) :

$$\varepsilon(t) = y_{ref}(t) - y(t) \quad (3.2)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte optimisée étant de type fractionnaire, l'expression temporelle de  $y$  s'avère lourde à obtenir. L'utilisation du théorème de Parseval permet alors un passage dans le domaine fréquentiel et donc un calcul aisé de l'énergie de l'erreur :

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\varepsilon(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\varepsilon(j\omega)|^2 d\omega \quad (3.3)$$

avec

$$\varepsilon(j\omega) = \frac{Y_{ref}(j\omega)}{1 + G(j\omega)G_0^{-1}(j\omega)\beta_0(j\omega)} \quad \text{avec} \quad Y_{ref}(j\omega) = \frac{1}{j\omega} \quad (3.4)$$

Pour des raisons de conditionnement numérique et de robustesse, le critère utilisé est alors :

$$J_{ME} = 20 \log_{10} \frac{\int_{\omega_{min}}^{\omega_{max}} \max_G |\varepsilon(j\omega)|^2 d\omega}{2\pi} \quad (3.5)$$

Ce critère de type norme 2 intégrant l'erreur sur le temps de réponse, les contraintes fréquentielles (2.43) et (2.44) n'auront plus à prendre le risque de trainage et de bande passante. Il en est de même pour la contrainte (2.45). L'erreur étant en fait  $S(s)/s$ , on peut également espérer que la contrainte (2.47) portant sur  $GS(s)$  n'ait pas non plus à assurer un rejet de perturbation efficace.

### 3.3.2 Minimisation de la norme infinie de $GS(s)/s$

Un critère alternatif au critère précédent est présenté par [Gude *et al.*, 2009]. Il s'agit d'une mesure de la capacité du système à rejeter l'effet d'une perturbation basse fréquence. La sortie étant donnée par

$$Y(j\omega) = \frac{G(j\omega)D_u(j\omega)}{1 + G(j\omega)G_0^{-1}(j\omega)\beta_0(j\omega)} \quad \text{avec} \quad D_u(j\omega) = \frac{1}{(j\omega)} \quad (3.6)$$

$Y(s)$  est définie par  $GS(s)/s$ . C'est alors la norme infinie de cette transformée de Laplace qui est utilisée pour déterminer ce nouveau critère :

$$J_{GS} = \max_G \sup_{\omega} \left| \frac{G(j\omega)S(j\omega)}{j\omega} \right|_{\text{dB}} \quad (3.7)$$

### 3.3.3 Minimisation de la norme infinie de $S(s)/s$

Selon Kristiansson & Lennartson [Kristiansson *et al.*, 2002], il peut être intéressant de minimiser la norme infinie de l'erreur  $\varepsilon(s)$  définie par (3.4) et donc de  $S(s)/s$ . En étant égale à l'inverse de la distance minimale du lieu de transfert au point critique, la norme infinie de  $S$  caractérise une mesure de robustesse. On obtient alors le critère suivant :

$$J_S = \max_G \sup_{\omega} \left| \frac{S(j\omega)}{j\omega} \right|_{\text{dB}} \quad (3.8)$$

### 3.3.4 Comparaison des performances des 4 critères présentés

Les trois critères  $J_{ME}$ ,  $J_{GS}$  et  $J_S$  sont utilisés pour résoudre le problème de synthèse de commande robuste présenté au paragraphe 3.2. Ils sont associés à des contraintes fréquentielles (2.43) à (2.47) maintenant beaucoup plus simplement définies par :

- $T_u$  (2.44) égale à +5dB sur l'ensemble de la plage de fréquences
- $S_u$  (2.45) égale à +6dB sur l'ensemble de la plage de fréquences
- $KS_u$  (2.46) égale à +132dB jusqu'à  $\omega = 105$  rad/s, puis définie par une pente de -6dB/oct.

De la même manière qu'au chapitre précédent, les 10 (4+3(1+1)) paramètres optimisés de  $\beta_0(s)$  sont pour chaque critère :

	Critère $J_S$	Critère $J_{GS}$	Critère $J_{ME}$
$Y_r$	4.57	3.75	4.3
$\omega_r$	8985	6593	8696
$\omega_{-1}$	175	311	151
$\omega_0$	4200	113	3306
$\omega_1$	30147	$295 \cdot 10^3$	23235
$\omega_2$	35660	21548	71253
$a_{-1}$	0.34	-3.12	0.038
$a_1$	1.99	3.87	1.67
$b_{-1}$ (associé à $q_{-1}$ )	0.46 (1)	-0.033 (1)	0.031 (1)
$b_{+1}$ (associé à $q_{+1}$ )	-0.11 (1)	-0.41 (1)	-0.024 (1)
et en découle :			
$C$	32.3	13106	17.7
$a_0$	1.68	1.51	1.72
$b_0$	1.58	-0.59	1.25
$q_0$	2	4	1

Tableau 3.1 : Paramètres des boucles ouvertes  $\beta_0$  avec chaque critère.

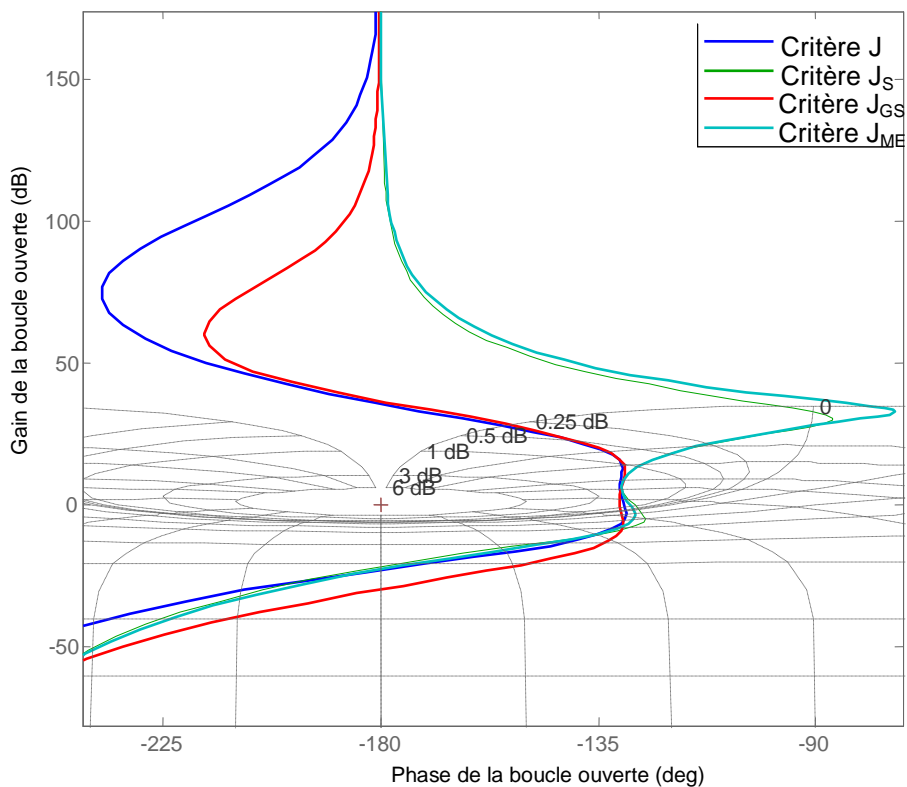


Figure 3.6 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte  $\beta_0$

La Figure 3.6 présente les diagrammes de Nichols des boucles ouvertes obtenues après l'utilisation de chaque critère, la Figure 3.7 compare les différents diagrammes de Bode des quatre régulateurs synthétisés.

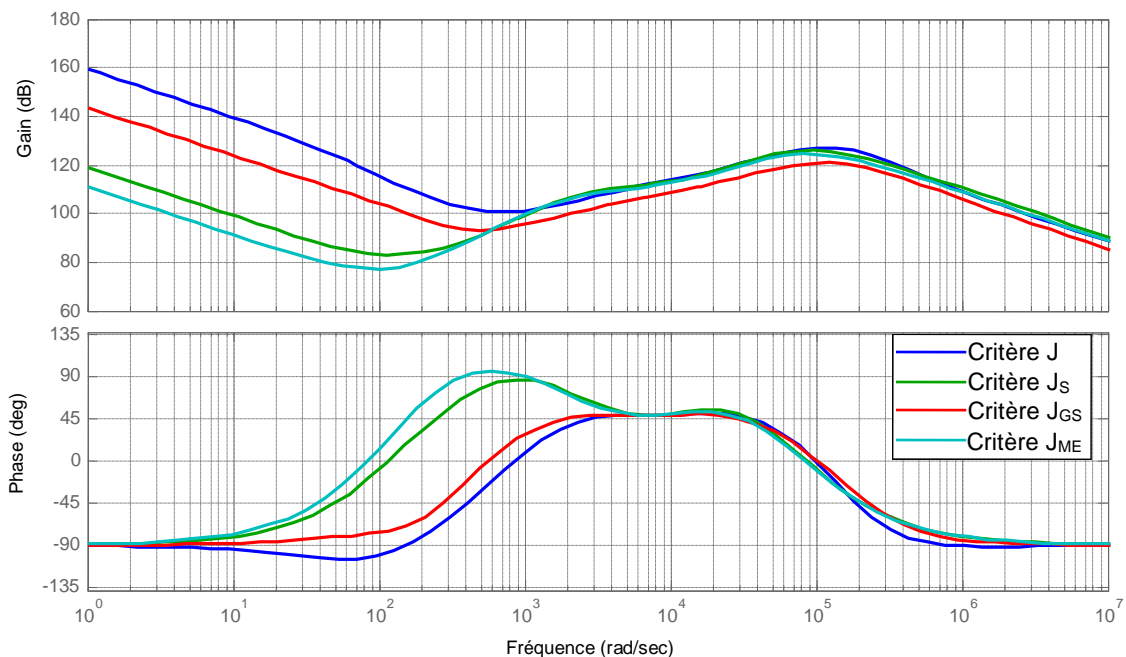


Figure 3.7 : Diagrammes de Bode des 4 régulateurs après optimisation

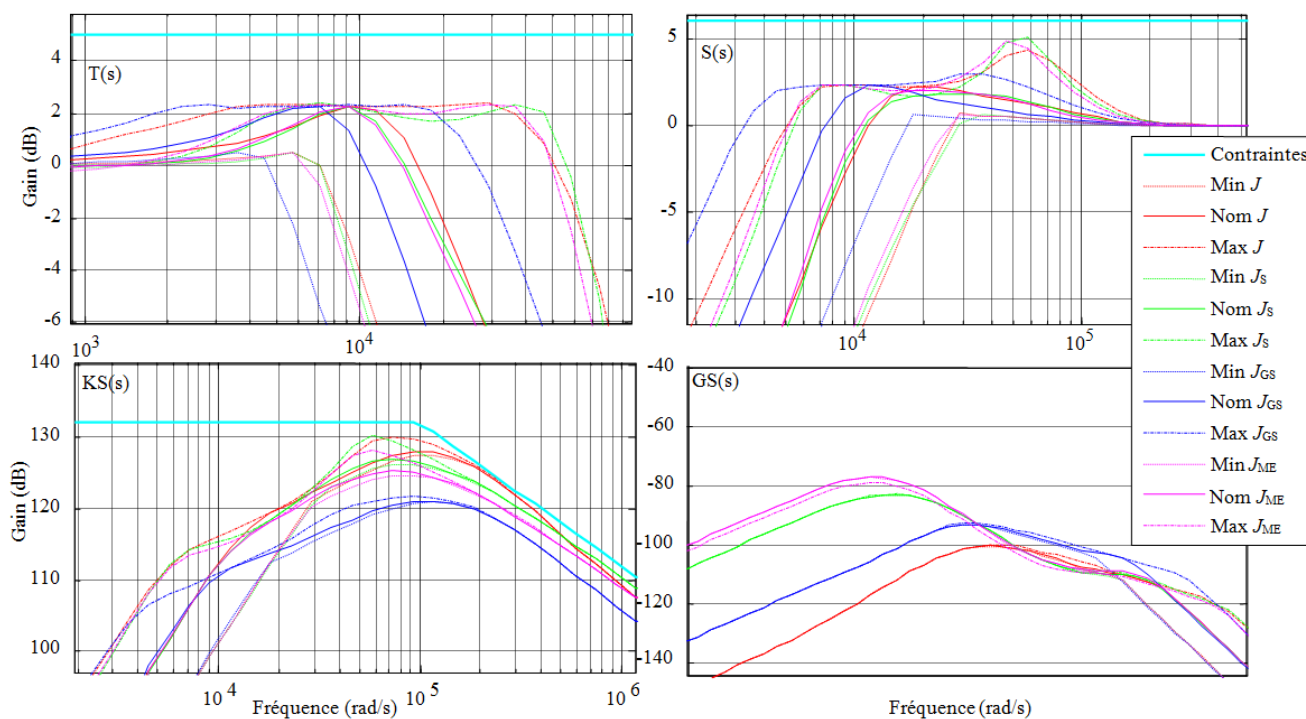


Figure 3.8 : Comparaison des fonctions de sensibilité obtenues après optimisation avec les 4 critères  $J$ ,  $J_{ME}$ ,  $J_{GS}$  et  $J_S$



Nous pouvons observer sur la Figure 3.8 que, malgré la simplification de la définition des contraintes fréquentielles utilisées lors de l’optimisation, les trois nouveaux critères minimisés conduisent naturellement à des résultats assez proches de ceux obtenus précédemment avec le critère  $J$ . Le Tableau 3.2 compare les bandes passantes minimales à -3dB de  $T(s)$  et  $S(s)$  ainsi que la variation de  $M_r$  par rapport à  $M_{r0}$  obtenues grâce à ces nouveaux critères  $J_{ME}$ ,  $J_{GS}$  et  $J_S$  par rapport à celles obtenues par le précédent  $J$ .

	BP <sub>T(s)</sub> (rad/s)	%	BP <sub>S(s)</sub> (rad/s)	%	$\Delta M_r$ (dB)	%
$J$	9270	100	3833	100	0,116	100
$J_S$	8876	95,7	4399	115	0,113	97,6
$J_{GS}$	6053	65,3	2496	65,1	0,105	90,5
$J_{ME}$	8436	91,0	4141	108	0,078	67,1

Tableau 3.2 : Comparaison des performances des régulateurs grâce à la minimisation des 4 entrées.

Ce tableau confirme que les régulateurs sont aussi, voire plus robustes que celui obtenu précédemment. Les bandes passantes obtenues avec les critères  $J_{ME}$  et  $J_S$  sont proches (pour  $T$ ) voire meilleures (pour  $S$ ) que celles obtenues avec le critère initial  $J$ . On s’aperçoit également qu’en simplifiant les contraintes à respecter, la robustesse obtenue ( $\Delta M_r$ ) n’a pas été dégradée, bien au contraire.

Sur la base de cet exemple, en conduisant à de bonnes performances malgré des contraintes fréquentielles beaucoup plus simples à définir, l’utilisation du critère  $J_S$  (minimisation de la norme infinie de  $S(s)/s$ ) semble une bonne alternative au critère  $J$  utilisé précédemment. Nous allons maintenant réaliser la même étude sur une autre application.

### 3.3.5 Application à une éolienne

L’objectif de ce chapitre est de comparer les trois nouveaux critères sur un nouvel exemple pour vérifier ou non la dépendance des performances au système selon le critère choisi. La comparaison avec le critère  $J$  ne présente pas de pertinence ici car comme expliqué précédemment, elle nécessite l’expérience de l’utilisateur pour avoir un résultat optimal.

Pour cela, nous allons utiliser la commande d’un modèle du projet WindPact du laboratoire américain NREL, inclus dans le logiciel *FAST* (présentation en Annexe A), qui est destiné au calcul de charges (efforts mécaniques auxquels l’éolienne est soumise lors des différentes conditions de vent ou lors de défauts du système [Jonkman, 2010]). Une de ses fonctionnalités

est la création d'un modèle linéaire d'éolienne. Il utilise une S-Function représentant l'éolienne (code source non-accessible à l'utilisateur) et réalise sa simulation avec de nombreux paramètres tels que l'inertie et la masse des pales, la masse de la nacelle, la hauteur de la tour, mais aussi des paramètres aérodynamiques comme la densité de l'air et le profil de vent. Dans ce travail, les autres perturbations et le bruit de mesure ne seront pas considérés. Trois entrées sont disponibles sur le bloc « Eolienne » : consigne pour le couple de la génératrice ainsi que la puissance, consigne pour la position et la vitesse de rotation de la nacelle (Yaw) et consigne pour la position angulaire des pales (Pitch) (Figure 3.9). Les sorties sont récupérables grâce au bloc « OutData » contenant l'ensemble des mesures du modèles et plus particulièrement les vitesse et direction du vent, la puissance électrique générée, les couples des différents arbres en rotation ainsi que leur vitesse, les efforts induits dans les pales ou la tour, etc. Il est possible d'extraire les données voulues simplement à l'aide d'un bloc de sélection de colonne dans la matrice *OutData* (comme les blocs blancs « Select » sur la Figure 3.9).

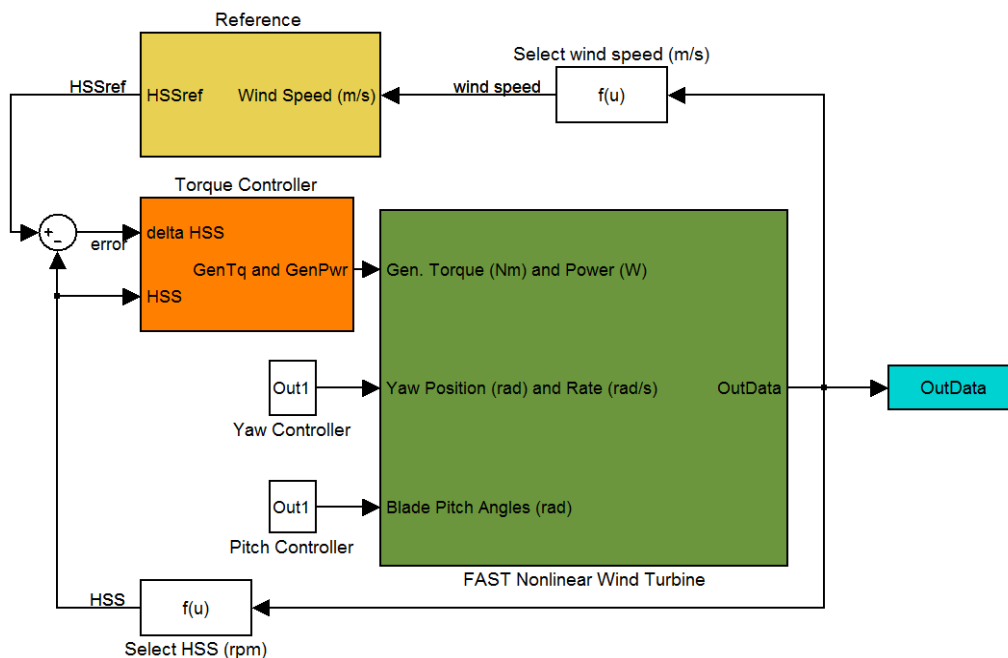


Figure 3.9 : Schéma SIMULINK® du système en boucle fermée.

L'éolienne modélisée a une puissance égale à 1,5 MW, le diamètre du rotor est 70 m et la hauteur de la tour est égale à 84 m. D'autres paramètres sont présentés en Annexe A. Sachant qu'à chaque vitesse de vent correspond une vitesse de rotation optimale des pales pour la production d'énergie, le contrôle de cette vitesse (arbre lent) est fait à partir du contrôle de la vitesse de rotation de l'arbre rapide grâce au couple électromagnétique de la génératrice de l'éolienne, égales à un rapport de multiplication prêt.

Le système de simulation est celui de la Figure 3.9. Le bloc qui génère le signal de consigne est représenté Figure 3.10 en utilisant le calcul de la vitesse basé sur la relation (2.55). Il est nécessaire de multiplier cette vitesse par le ratio de la gearbox pour obtenir la vitesse de l'arbre rapide ( $HSS_{ref}$ ) et de convertir la donnée pour obtenir l'unité tr/min (rpm).

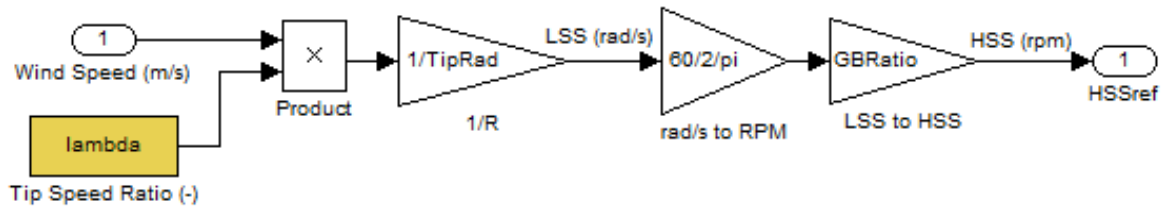


Figure 3.10 : Création de la vitesse de référence.

Le bloc régulateur est présenté par la Figure 3.11. Il est constitué du régulateur CRONE rationnel et de blocs permettant le calcul de la puissance électrique générée (W) selon la relation (3.9) :

$$\text{Puissance} = \eta \cdot \omega_{HSS} \cdot \text{Couple} \tag{3.9}$$

où  $\eta$  est le rendement de la génératrice et  $\omega_{HSS}$  la vitesse de rotation de l'arbre rapide (rad/s).

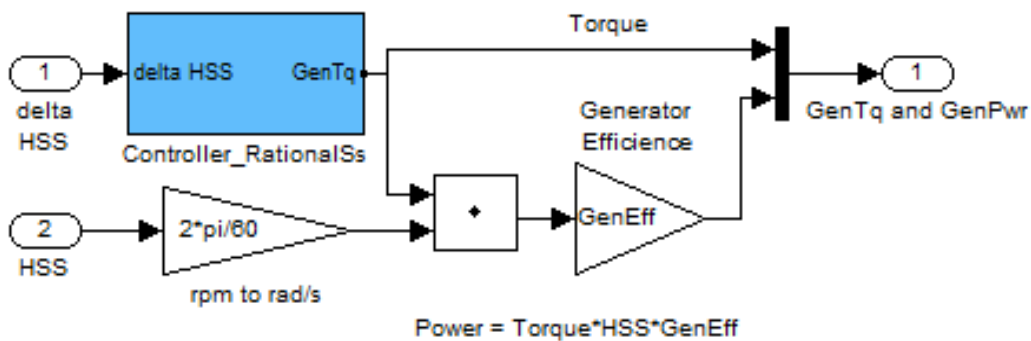


Figure 3.11 : Bloc régulateur générant le couple et la puissance produits par l'éolienne.

La linéarisation permet d'identifier un modèle complet de l'éolienne autour d'un point de fonctionnement. Le point de fonctionnement est défini pour 24 variables appelées « degrés de liberté » selon les mouvements autorisés ou non par l'utilisateur. Ces variables sont liées aux modes d'oscillation des pales et de la tour, à la flexibilité des arbres, à la position angulaire de l'axe de la génératrice et à la position angulaire de la nacelle. Seuls quatre mouvements sont autorisés pour notre application (en vert dans le Tableau 3.3 et selon la Figure 3.12).

<b>FlapDOF1</b>	First flapwise blade mode – Premier mode dans le sens du battement de la pale
<b>FlapDOF2</b>	Second flapwise blade mode – Second mode dans le sens du battement
<b>EdgeDOF</b>	First edgewise blade mode – Premier mode dans le sens de la corde
<b>DrTrDOF</b>	Drivetrain rotational-flexibility – Torsion de des arbres tournants
<b>GenDOF</b>	Generator azimuth angle – Position angulaire de la génératrice
<b>YawDOF</b>	Yaw – Rotation de la nacelle selon l'axe de lacet
<b>TwFADO1</b>	First fore-aft tower bending-mode – Premier mode de flexion de la tour selon l'axe $Z_{tour}$
<b>TwFADO2</b>	Second fore-aft tower bending-mode – Second mode de flexion de la tour selon l'axe $Z_{tour}$
<b>TwSSDO1</b>	First side-to-side tower bending-mode – Premier mode de flexion selon l'axe $Y_{tour}$
<b>TwSSDO2</b>	Second side-to-side tower bending-mode – Second mode de flexion selon l'axe $Y_{tour}$

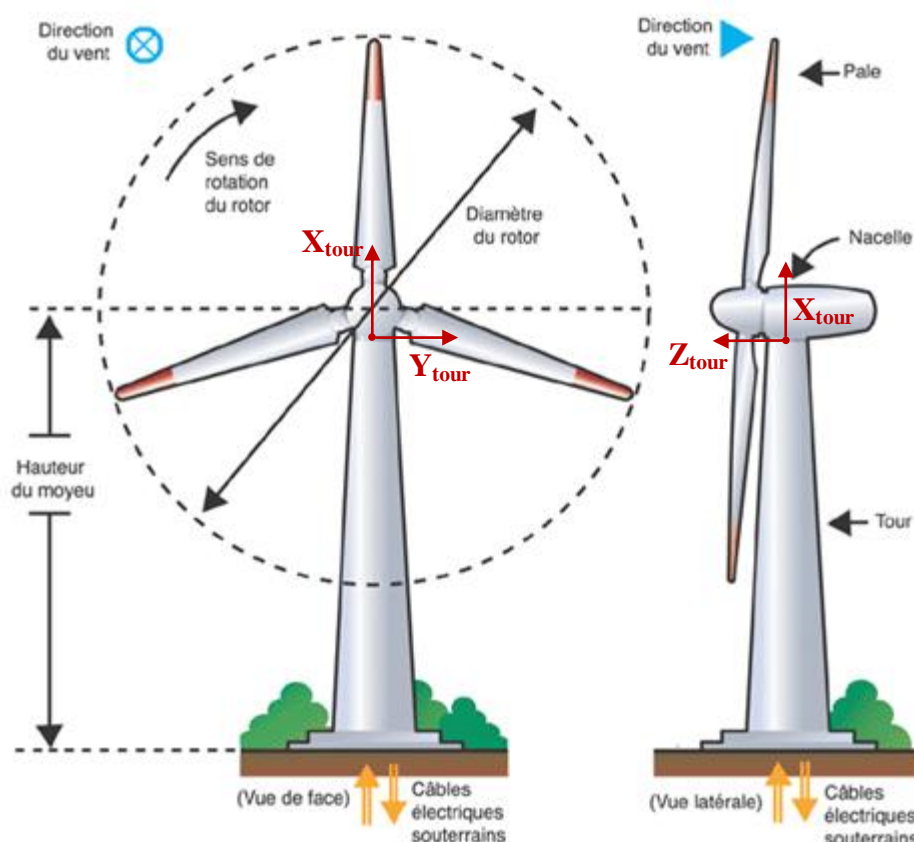
Tableau 3.3 : Degrés de liberté disponibles dans le logiciel *FAST*

Figure 3.12 : Schéma d'ensemble d'une éolienne

Les entrées commandables du modèle linéaire sont l'angle de pitch de chaque pale, l'angle de yaw et son taux de variation (non utilisés car mouvement non autorisé), et le couple électromagnétique de la génératrice. La variation du vent est à la fois une perturbation

agissant sur les pales de l'éolienne et le signal permettant de déterminer la consigne de vitesse de l'arbre rapide. Chaque linéarisation est réalisée pour un point de fonctionnement où la vitesse du vent est constante.

Avec l'objectif de contrôler l'éolienne à basse vitesse de vent, donc à pitch constant, nous considérons des vents unidirectionnels parallèles à l'axe de rotation du rotor, avec des vitesses de 4 m/s, 6 m/s, 8 m/s et 10 m/s.

Pour chacun de ces points, un fichier de vent turbulent autour de la valeur moyenne de vitesse est créé à l'aide du logiciel *TurbSim*, également développé par le NREL [Kelley *et al.*, 2011]. Pour chaque profil de vent, une simulation temporelle a été réalisée avec *FAST* pour relever la vitesse de rotation de la génératrice (entre environ 800 tr/min et 2100 tr/min). La linéarisation a ensuite été réalisée pour les points de fonctionnement relevés. La Figure 3.13 présente les diagrammes de Bode issues des représentations d'état obtenues.

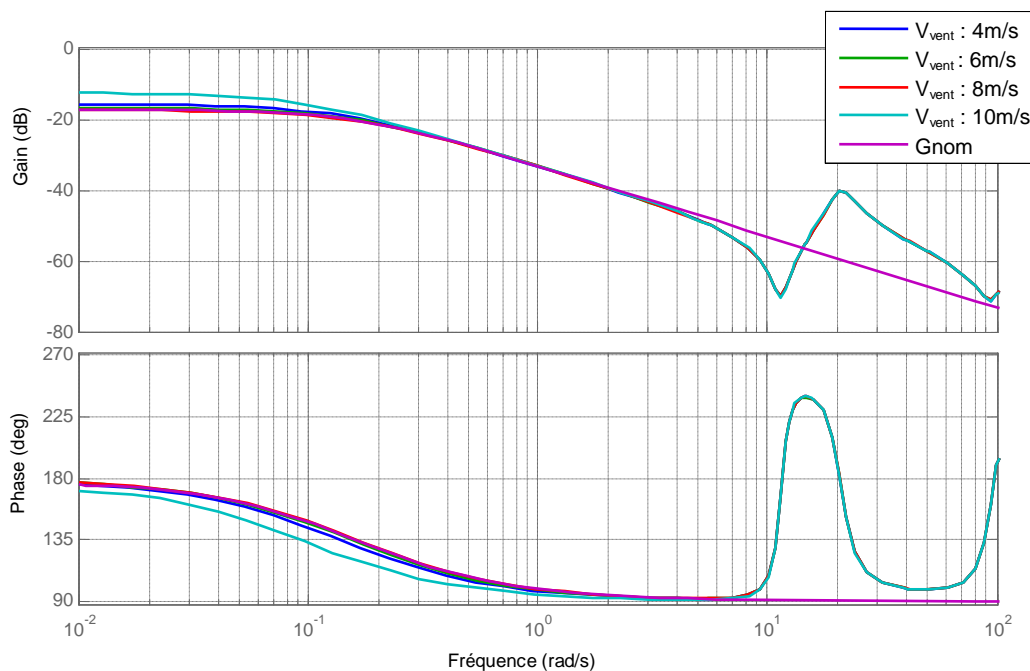


Figure 3.13 : Diagramme de Bode du procédé pour différentes vitesses de vent

Nous observons un procédé de type passe-bas du 2<sup>e</sup> ordre avec 2 pics de résonances à 20 rad/s – correspondant au premier mode du battement des pales – et environ à 140 rad/s – en raison de la torsion de l'arbre.

La Figure 3.13 présente également la réponse fréquentielle d'un procédé nominal (courbe violette) qui a été choisi et ne comportant pas de modes peu amortis afin de simplifier la définition de la fonction de transfert de la boucle ouverte nominale. Néanmoins, pour tous les états paramétriques, les spécifications suivantes doivent être satisfaites :

- dépassement pour le procédé nominal (vent de 8m/s) de 15% et limité à 25% pour les autres procédés ;
- bruit de commande limité à 500Nm pour un bruit de mesure de 5 tr/min (5% de la valeur maximale de la commande) ;
- marge de module supérieure à 0.5 pour garantir la stabilité.

En tenant compte du procédé nominal choisi à 8 m/s et de l'ensemble des procédés identifiés, la synthèse des régulateurs avec les quatre critères est réalisée pour comparer leurs performances.

La Figure 3.14 présente les diagrammes de Nichols des boucles ouvertes obtenues après l'utilisation de chaque critère, la Figure 3.15 compare les différents diagrammes de Bode des quatre régulateurs synthétisés.

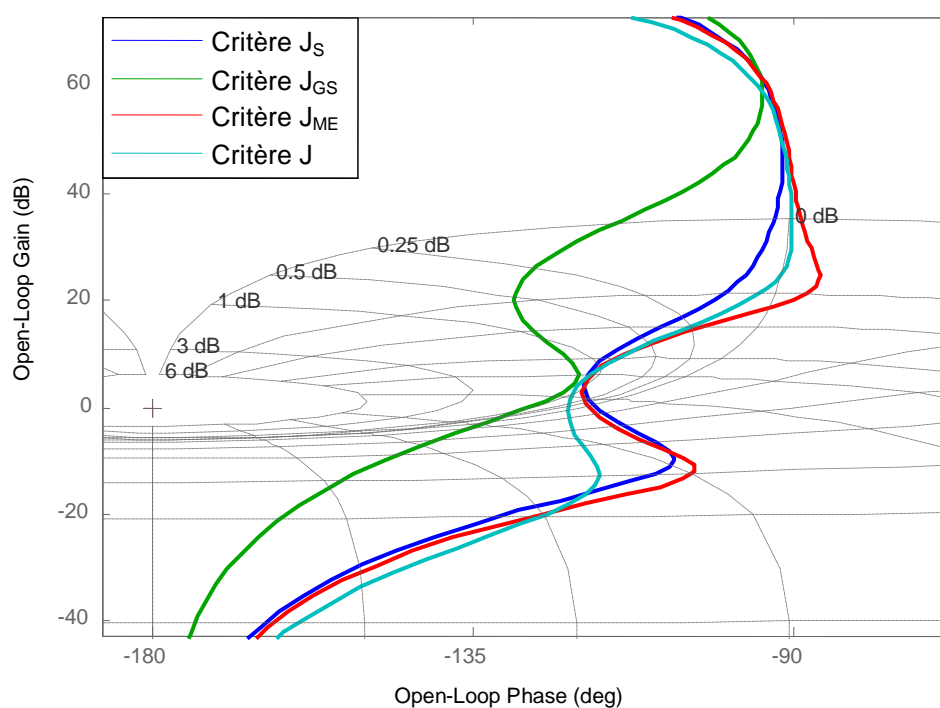


Figure 3.14 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte  $\beta_0$

Les fonctions de sensibilité obtenues avec les quatre critères d'optimisation sont présentées par les Figure 3.16 à Figure 3.19. Outre la robustesse de  $M_T$  qui est garantie, les bandes passantes obtenues avec les critères  $J_{ME}$  et  $J_S$  sont meilleures que celles obtenues avec le critère initial  $J$ . Si le critère  $J_S$  conduit aux meilleures performances, c'est néanmoins au prix d'un léger dépassement de la contrainte  $KS_u$ .

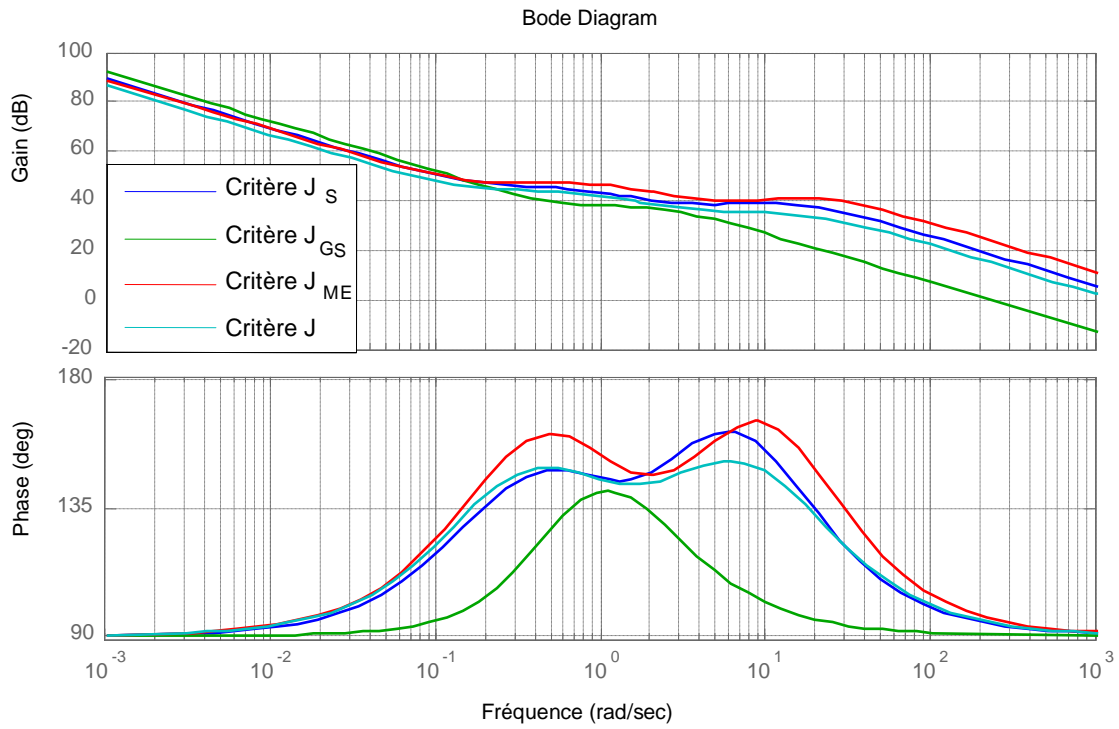


Figure 3.15 : Diagrammes de Bode des quatre régulateurs après optimisation

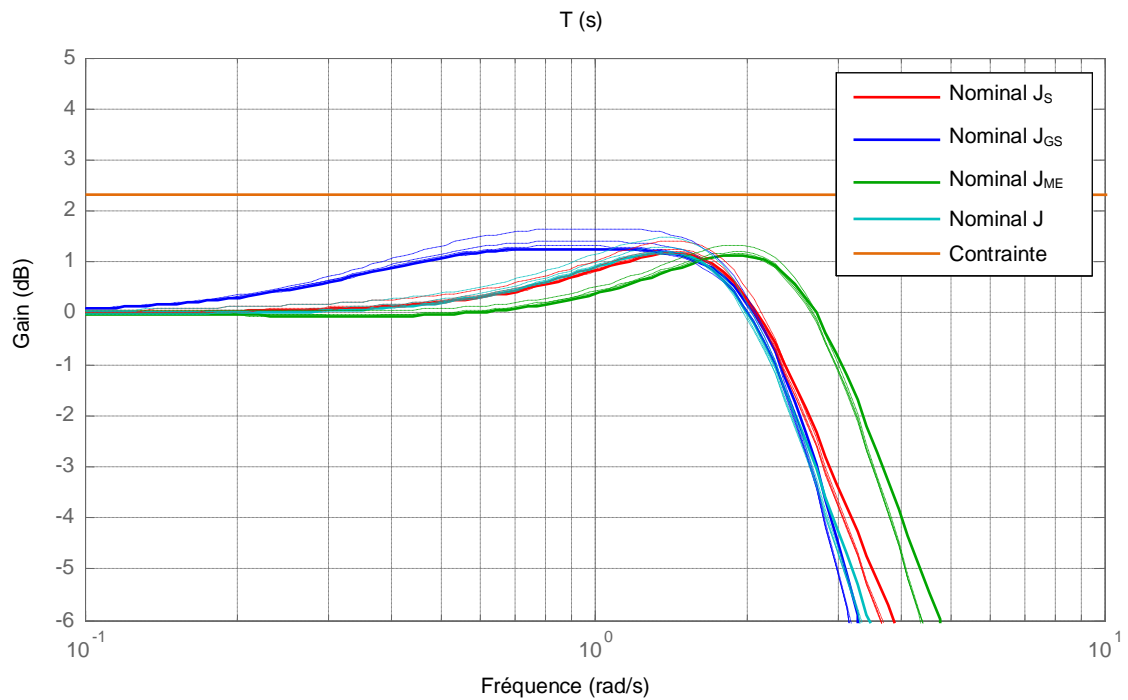


Figure 3.16 : Fonction de sensibilité  $T(s)$

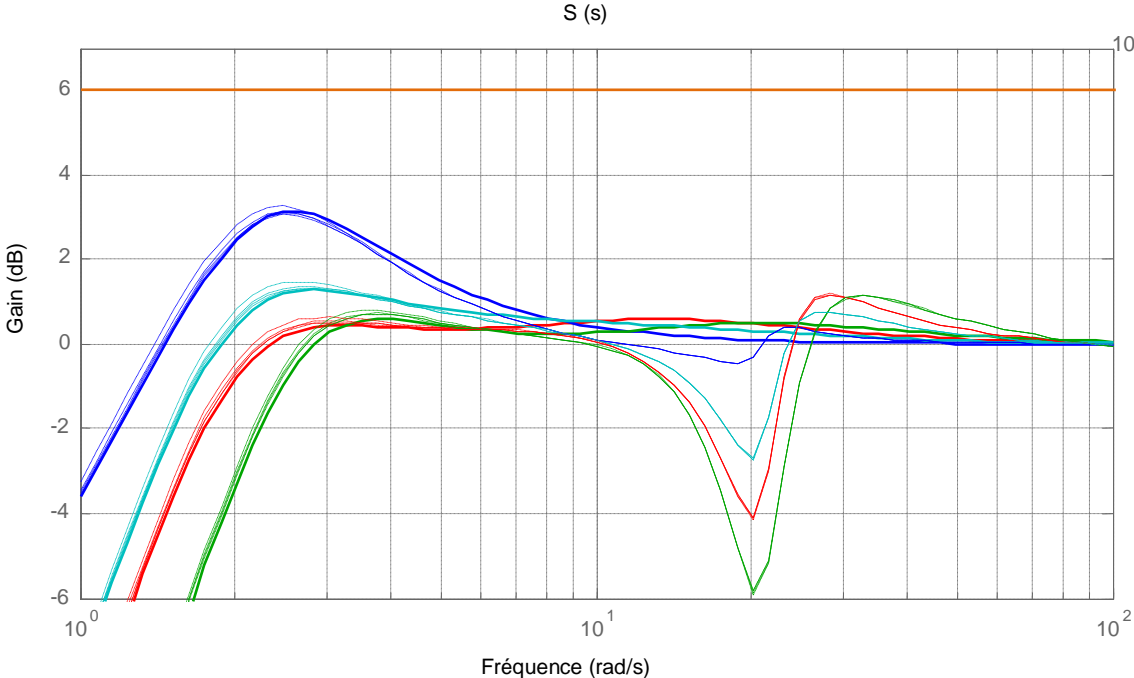


Figure 3.17 : Fonction de sensibilité  $S(s)$

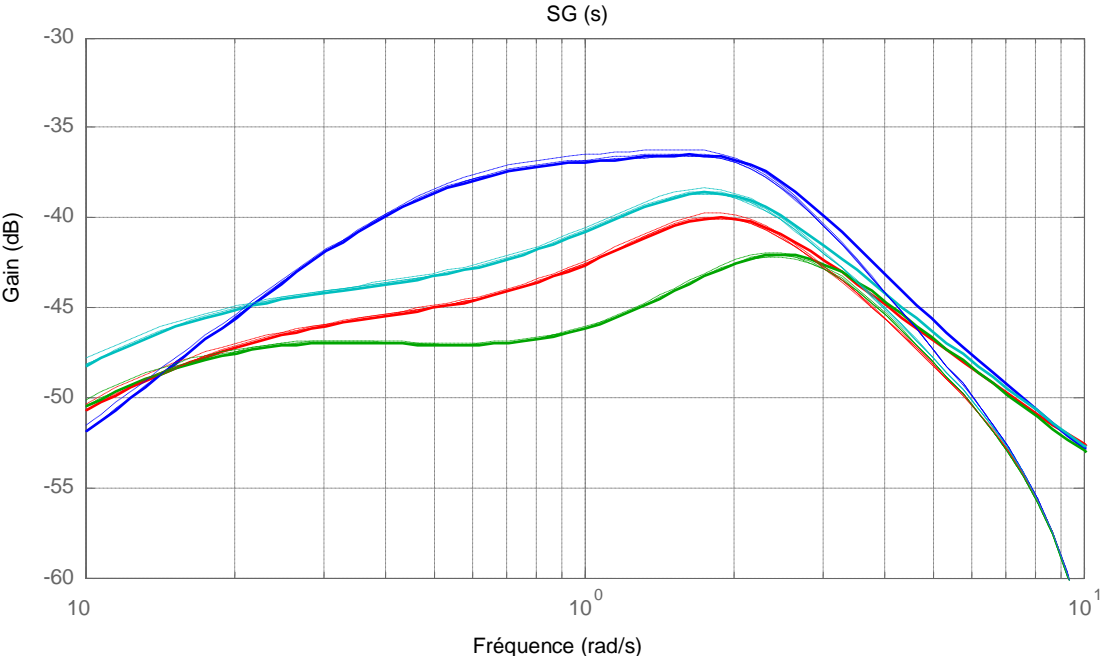


Figure 3.18 : Fonction de sensibilité  $SG(s)$



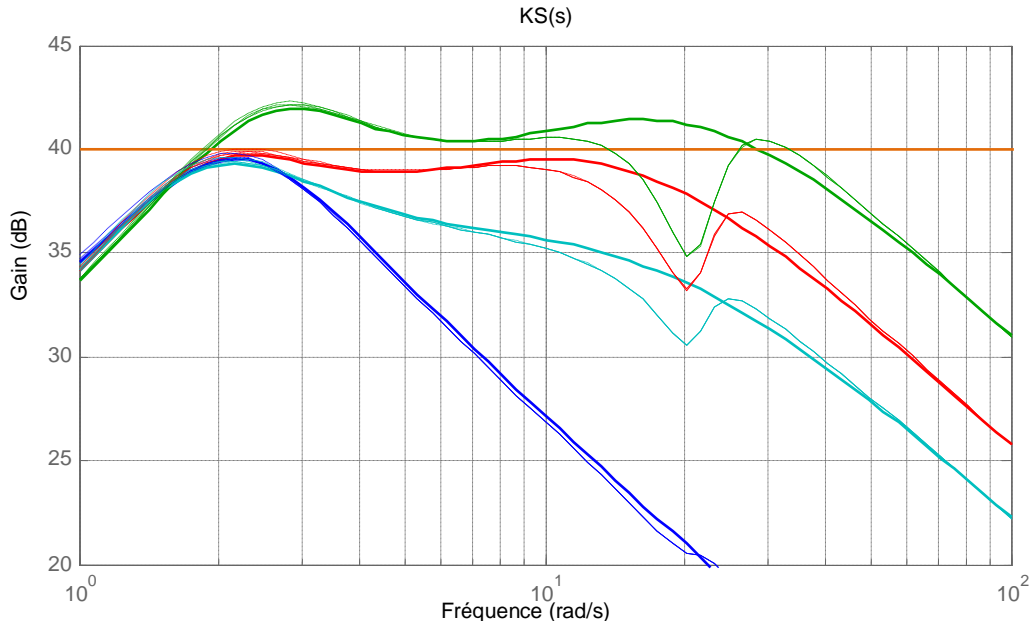


Figure 3.19 : Fonction de sensibilité  $KS(s)$

Si un échelon de vitesse de vent n'est jamais appliqué à une éolienne dans la réalité, ce type de sollicitation (simulation présentée par la Figure 3.20, Figure 3.21 et Figure 3.22) permet de tirer des conclusions sur l'efficacité des lois de commandes générées. Ainsi, on peut s'attendre à un meilleur contrôle des phénomènes transitoires qui pourraient mener à une plus grande production énergétique.

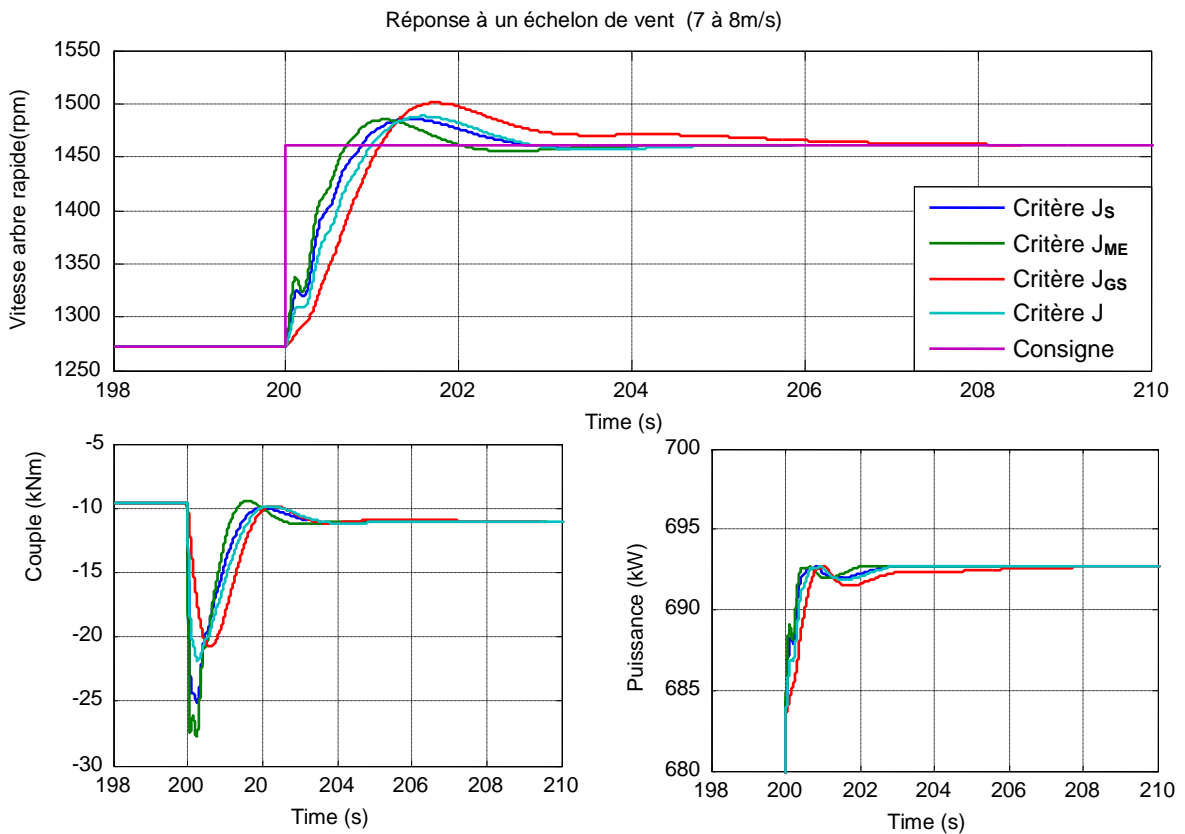


Figure 3.20 : Vitesse de rotation de l'arbre rapide, couple électromagnétique et puissance de la génératrice lors d'un échelon de vitesse de vent de 7 à 8 m/s.

Sur ces essais indiciels, les phénomènes transitoires n'étant pas si longs, les incidences sur la production électrique sont minimales. Cependant, le caractère variant du vent réel devrait permettre selon le critère choisi d'améliorer légèrement la production de l'éolienne.

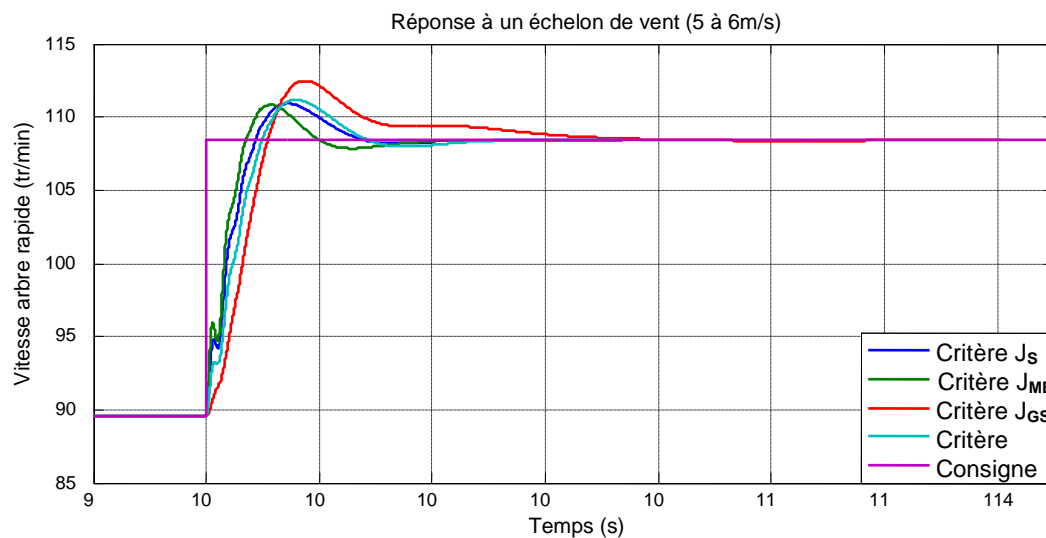


Figure 3.21 : Vitesse de rotation de l'arbre rapide d'un échelon de vitesse de vent de 5 à 6 m/s.

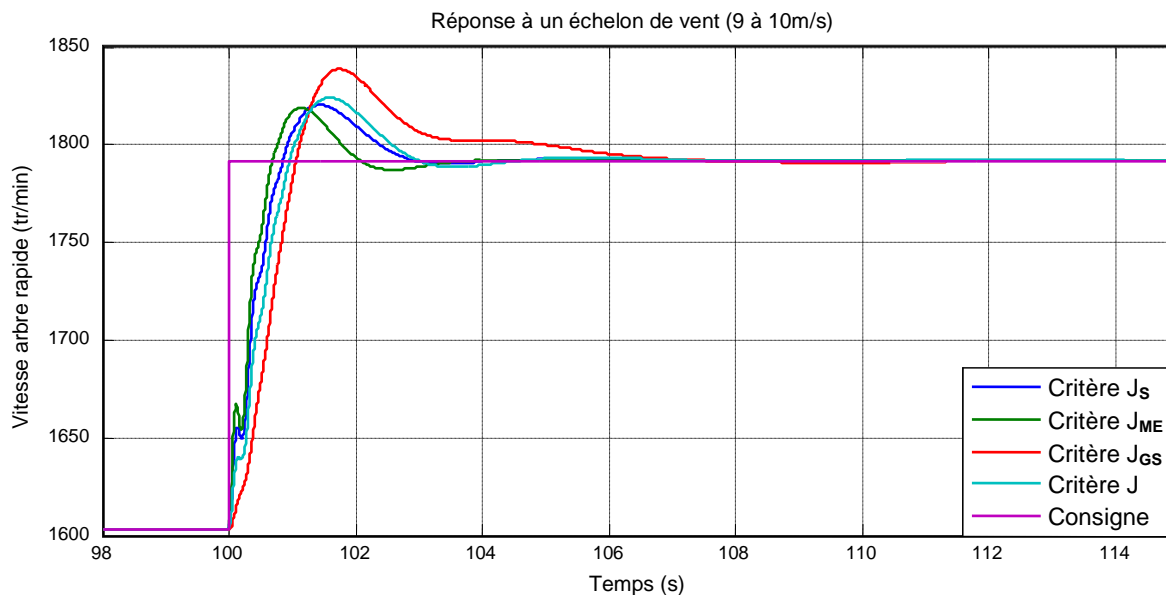


Figure 3.22 : Vitesse de rotation de l'arbre rapide d'un échelon de vitesse de vent de 9 à 10 m/s.

Ces simulations temporelles nous permettent d’observer selon les critères et les points de fonctionnement :

- un temps de réponse de 3 à 6 secondes,
- un dépassement de 10 à 25%,
- une erreur statique nulle.

Ces résultats sont prometteurs et les régulateurs étudiés présentent de bonnes performances. Il est maintenant nécessaire de se mettre en situation réelle pour pouvoir tirer des conclusions pratiques.

### 3.3.6 Application à une éolienne avec vent réel

Il est intéressant maintenant d’observer comment se comporte le système associé aux régulateurs CRONE synthétisés grâce aux nouveaux critères avec un vent réel. En effet, comme vu au précédent chapitre, l’incidence des variations du vent est à étudier dans le cadre de simulations. Le vent est créé grâce au logiciel *TurbSim* : vent turbulent de moyenne 8 m/s (Figure 3.23).

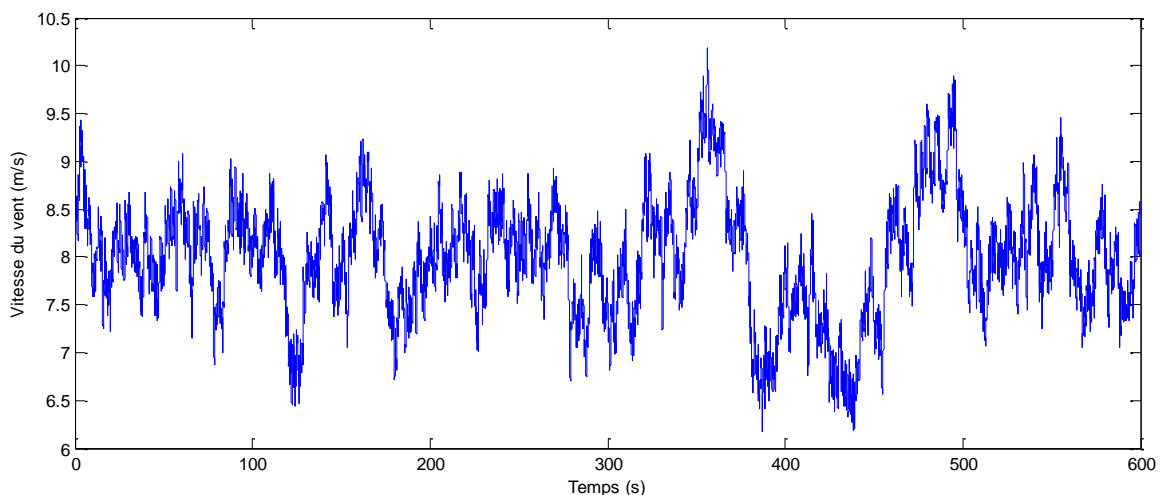


Figure 3.23 : Vent généré par *TurbSim* avec une moyenne de 8m/s

Ce vent est ensuite utilisé pour simuler le système associé aux quatre régulateurs synthétisés précédemment. Comme nous nous intéressons principalement au fonctionnement cinématique et à la production d’électricité, nous ne rentrons pas dans le détail de la transformation énergie cinétique – énergie mécanique. Un filtre de type passe-bas premier ordre est inséré à la génératrice de consigne  $\omega_{HSSref}$  (Figure 3.24). Il a pour but à la fois de limiter l’effort de commande – et donc les variations de couple indésirables [Boukhezzar *et al.*, 2006] – lors de variations rapides du vent, mais également tenir compte du phénomène de flux dynamique ou « dynamic inflow » qui est une interaction vent-turbine. Il s’agit du retard

des vitesses induites dans le sillage du rotor éolien quand un changement se produit au niveau de la vitesse du vent, de la vitesse de rotation du rotor ou encore de l'angle de pitch. [Camblong *et al.*, 2004] [Petru, 2001].

Ce filtre est du type :

$$H_{DI} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad \text{avec} \quad \tau = \gamma \frac{R}{V_{moy}} \quad (3.10)$$

où :

- $\gamma = 1.3$  est le facteur de ralentissement (« decay factor »),
- $R = 35$  m, le rayon du rotor,
- $V_{moy} = 7.5$  m/s, la vitesse moyenne du vent à hauteur de moyeu.

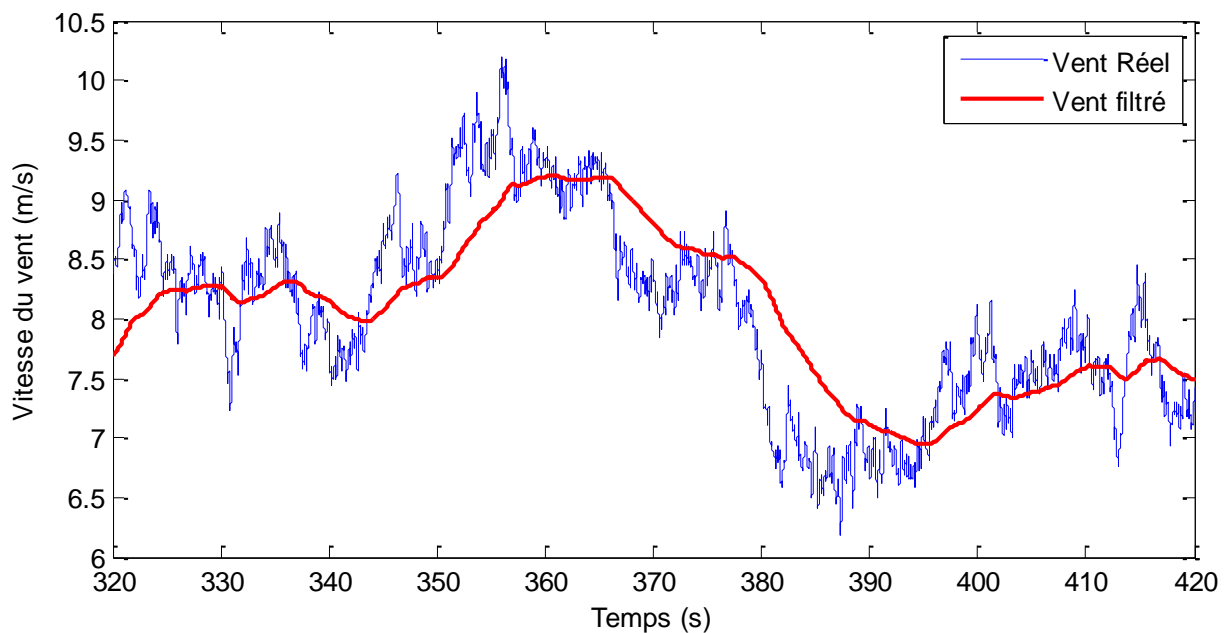


Figure 3.24 : Comparaison entre les signaux de vent réel et vent filtré

Les résultats de cette simulation temporelle sont les suivants :

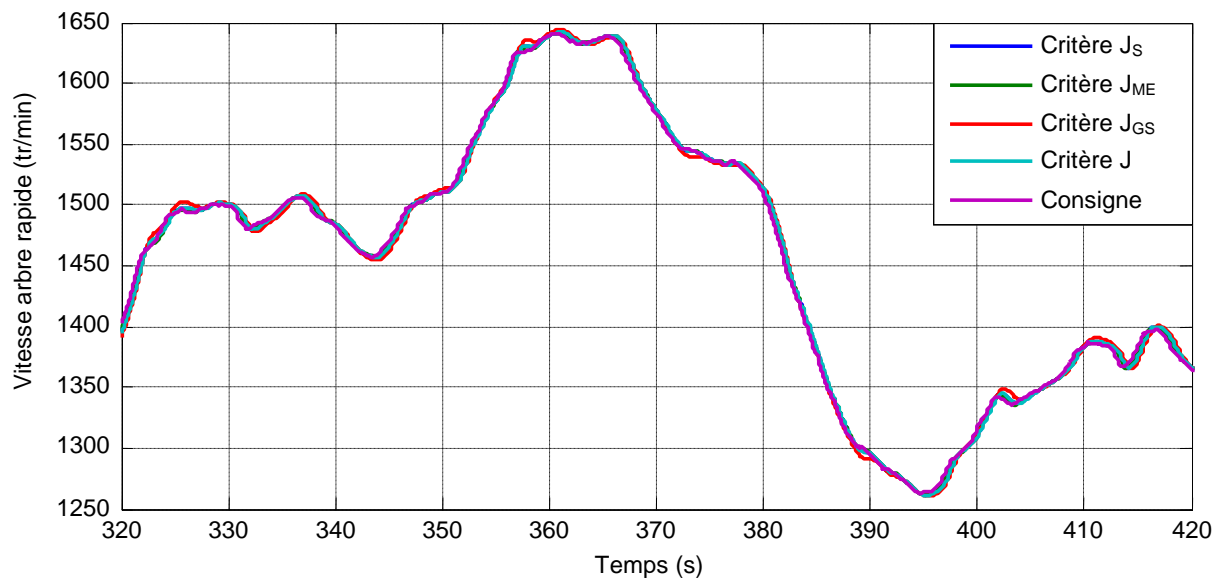


Figure 3.25 : Zoom sur la vitesse de l'arbre rapide

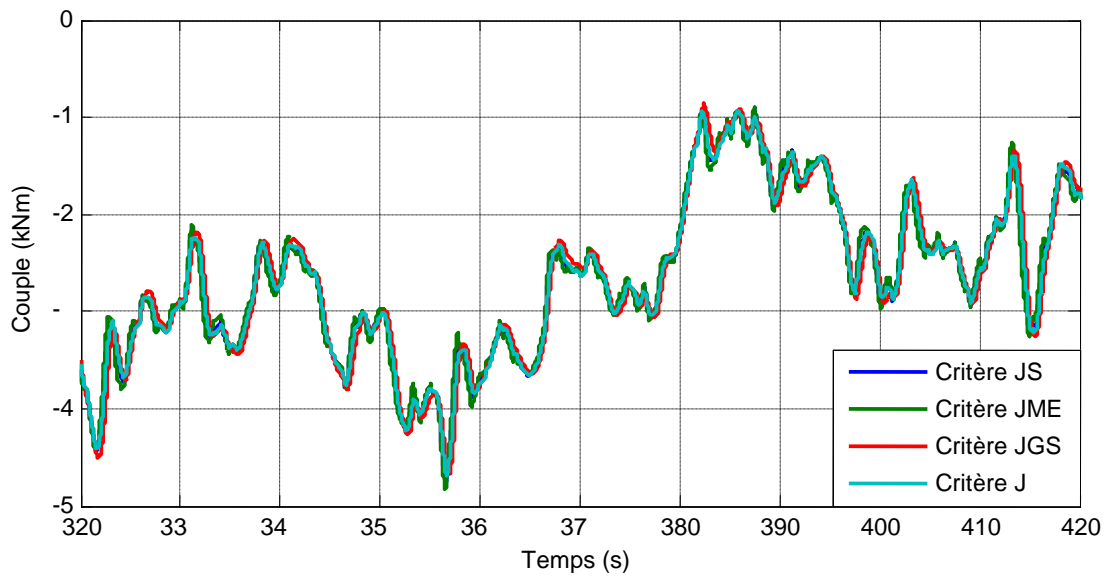


Figure 3.26 : Zoom sur le couple de la génératrice

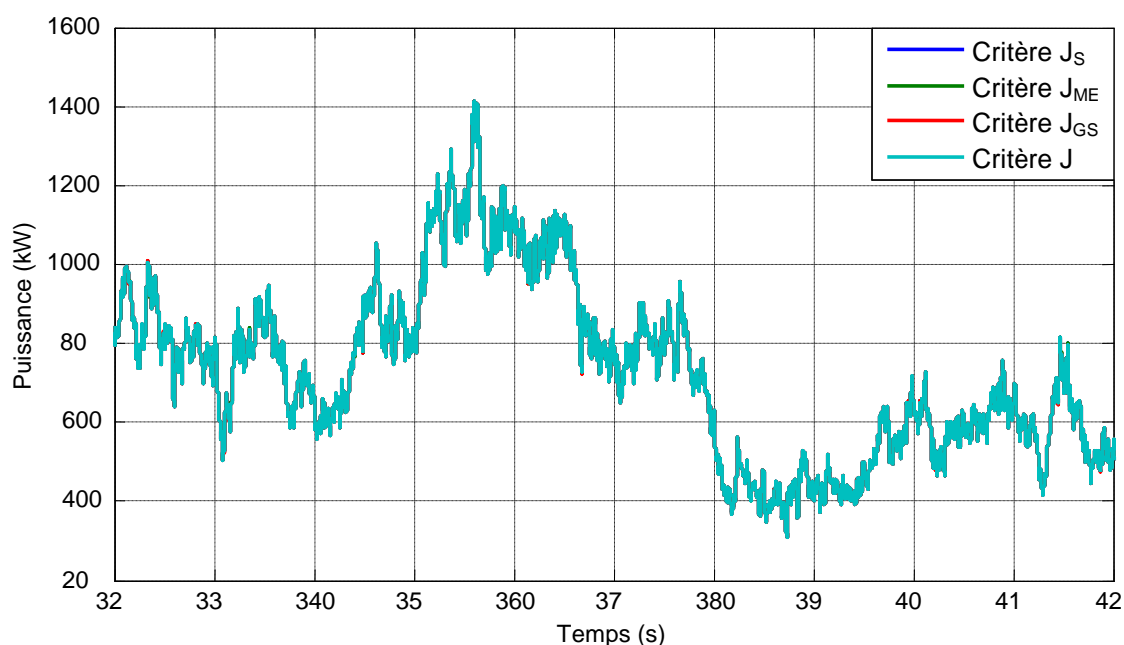


Figure 3.27 : Puissance électrique générée

Même si de petites différences de performances sont observables au niveau de la vitesse de rotation Figure 3.25 et du couple de la génératrice Figure 3.26, les puissances extraites sont très proches du fait du calcul de ces données (la puissance électrique étant le produit du couple et de la vitesse de rotation comme le montre la Figure 3.27).

Sans la présence du filtre et en réalisant une intégrale sur la puissance pour obtenir l'énergie produite, nous avons pour résultats sur une simulation de 450 secondes :

- +0,027 % pour le critère  $J_S$ ,
- +0,046 % pour le critère  $J_{ME}$
- et -0,064 % pour le critère  $J_{GS}$  par rapport à l'énergie produite par le critère  $J$ .

Ces faibles variations démontrent que nos quatre régulateurs sont sensiblement aussi efficaces les uns que les autres et donc que les plus intéressants sont ceux obtenus le plus simplement. Ici, n'importe lequel des trois nouveaux critères convient, mais d'un point de vue « Dynamique Système », le Tableau 3.4 conduirait vers le régulateur issu du critère  $J_{ME}$ .

	$BP_{T(s)}$ (rad/s)	%	$BP_{S(s)}$ (rad/s)	%	$\Delta M_r$ (dB)	%
$J$	2,712	100,0	1,403	100,0	0,297	100,0
$J_S$	2,898	106,8	1,504	107,2	0,256	86,2
$J_{GS}$	2,725	100,5	1,067	76,1	0,392	132,0
$J_{ME}$	3,675	135,5	2,055	146,5	0,197	66,3

Tableau 3.4 : Comparaison des performances des régulateurs calculés avec les critères proposés et celui initialement implanté dans la *Toolbox CRONE*.

En effet, le critère  $J_{ME}$  permet sur ce dernier exemple, d'avoir une plus grande bande passante sur la fonction  $T$  donc une réponse plus rapide, un meilleur rejet de perturbation selon l'augmentation de la bande passante sur la fonction  $S$  et de renforcer la robustesse en garantissant de plus faibles variations du facteur de raisonnement.

### 3.4 Conclusions

Il a été montré qu'il est possible d'utiliser de nouveaux critères pour la synthèse de régulateur CRONE ajoutant à l'objectif de robustesse initial un objectif de rapidité sans dégrader le niveau d'énergie utilisée. Ces nouveaux critères permettent alors de simplifier la définition des contraintes portant sur les fonctions de sensibilité qui complètent le critère à minimiser, et donc d'être moins dépendant de l'expérience de l'utilisateur.

Sur deux exemples, les comparaisons des différents critères mettent en avant l'intérêt de l'utilisation future des critères  $J_S$  et  $J_{ME}$  dans la synthèse de régulateurs CRONE. Le critère  $J_{GS}$  semble avoir un potentiel plus réduit. Le critère actuel pourra être ainsi complété par deux nouveaux critères qui réduisent la complexité de la méthodologie CRONE en garantissant la robustesse du degré de stabilité de la boucle de commande.

En résumé, les contributions majeures de cette étude sont les suivantes :

- l'utilisation de 4 critères différents pour l'optimisation de régulateurs CRONE,
- le choix entre les différents critères pour faciliter la synthèse de régulateurs CRONE,
- l'utilisation du logiciel *FAST* pour la simulation d'éolienne.

L'attention particulière portée aux variations de couple est importante. La chaîne cinématique, et principalement la génératrice en aval du multiplicateur (si existant), doit fonctionner en toute sécurité. Dans la suite de ce travail, nous allons porter attention aux causes et effets d'oscillations et perturbations affectant toute la chaîne cinématique.

---

# CHAPITRE 4

## SYNTHÈSE DE RÉGULATEURS POUR LA RÉDUCTION DES VIBRATIONS STRUCTURELLES D'UNE ÉOLIENNE.

### Sommaire

4.1. Problématique.....	130
4.2. Sollicitations des modes souples .....	130
4.2.1 Degrés de liberté caractéristiques .....	130
4.2.2 Les sources d'efforts à l'origine des oscillations .....	132
4.3. Méthode de contrôle.....	137
4.3.1 Contrôle individuel du pitch (IPC), contrôle collectif et contrôle cyclique.....	137
4.3.2 Couplages et phénomènes de transmission.....	139
4.3.3 Nature des signaux de commande.....	140
4.4. Systèmes non stationnaires à coefficients périodiques.....	141
4.4.1 Introduction.....	141
4.4.2 Systèmes non stationnaires à coefficients périodiques : généralités et définitions.... .....	144
4.4.3 Réponse fréquentielle non stationnaire d'un système T-périodique : détermination, associations et propriétés.....	145
4.4.3.1 Réponse fréquentielle non stationnaire d'un système décrit par une équation différentielle à coefficients périodiques .....	146



4.4.3.2	Réponse fréquentielle non stationnaire d'un système décrit par une représentation d'état T-périodique.....	147
4.4.3.3	Cas des systèmes asservis .....	148
4.4.3.4	Stabilité des systèmes T-périodiques .....	151
4.4.3.5.1	Fonctions de transfert harmoniques .....	151
4.4.3.5.2	Lien entre fonctions de transfert harmoniques et réponses fréquentielles non stationnaires.....	152
4.4.3.5.3	Extension du critère de Nyquist .....	152
4.5.	Application à la réduction des charges sur une éolienne.....	154
4.5.1	Identification du modèle multivariable du système à réguler .....	154
4.5.2	Calcul du transfert multivariable non-stationnaire.....	158
4.5.3	Validation du transfert multivariable non-stationnaire .....	161
4.5.4	Synthèse du régulateur .....	161
4.6.	Conclusions et perspectives. ....	175

## NOMENCLATURE

$(\vec{X}_{NR}, \vec{Y}_{NR}, \vec{Z}_{NR})$ :	Repère fixe lié à la nacelle
$(\vec{X}_{R_i}, \vec{Y}_{R_i}, \vec{Z}_{R_i})$ :	Repère lié à la pale $i$
$\psi$ :	Azimut du rotor – identique à la position angulaire de la pale 1 (rad)
$\psi_i$ :	Position angulaire pale $i$ (rad)
$\theta_i$ :	Angle de pitch pale $i$ (rad ou deg)
$\theta_{coll}$ :	Composante collective de l'angle de pitch (rad ou deg) dans le repère
$(\vec{X}_{R_i}, \vec{Y}_{R_i}, \vec{Z}_{R_i})$	
$\theta_{i,cycl}$ :	Composante cyclique de l'angle de pitch pale $i$ (rad ou deg) dans le repère
$(\vec{X}_{R_i}, \vec{Y}_{R_i}, \vec{Z}_{R_i})$	
$\theta_y, \theta_z$ :	Composante cyclique de l'angle de pitch pale $i$ dans le repère fixe (rad ou deg)
$M_y, M_z$ :	Moment subis par la nacelle selon les axes $\vec{Y}_{NR}, \vec{Z}_{NR}$ (kN.m <sup>-1</sup> )
$\omega_{rot}$ :	Vitesse de rotation du rotor (tr/min)
$V_H$ :	Vitesse du vent à la hauteur de la nacelle (m.s <sup>-1</sup> )
$V_0$ :	Vitesse moyenne du vent à hauteur de moyeu (m.s <sup>-1</sup> )
$\alpha$ :	Coefficient de rugosité du sol.
$a$ :	Rayon du haut la tour (m),
$H(s)$ :	Fonction de transfert du procédé multivariable angle de pitch/moment dans le plan $(\vec{Y}_{NR}, \vec{Z}_{NR})$
$\det(.)$ :	Déterminant de la matrice considérée
A, B, C, D :	Matrices de la représentation d'état de $H$
$C(s)$ :	Régulateur pour l'annulation de la valeur moyenne
$A_c, A_s$ :	Amplitudes en cosinus et sinus du signal oscillant à contrer
$A_D, B_D, C_D, D_D$ :	Matrices de la représentation d'état du détecteur synchrone

### 4.1 Problématique

Les chapitres précédents mettaient en avant des études sur la modélisation et le contrôle des éoliennes. Mais la problématique des charges structurelles n'a pas été prise en compte. Nous avons insisté dans les précédents paragraphes sur les contraintes liées à l'augmentation de la taille des éoliennes, induisant des conséquences importantes d'ordre mécanique sur la structure que l'on cherche à réduire. Dans une telle stratégie, l'objectif majeur est de garantir le bon rendement du système, mais la fiabilité conditionne également le potentiel de production d'une machine. Dans le Chapitre 1, l'intérêt des chercheurs et concepteurs d'éoliennes pour la réduction des charges dynamiques a été démontré. La majorité des recherches se concentrent bien évidemment sur le point d'entrée de l'énergie au niveau de l'éolienne : les pales. Ainsi, l'étude présentée dans ce chapitre se porte sur la réduction des vibrations des pales de l'éolienne dans le but de limiter l'usure prématurée de l'ensemble de la chaîne cinématique. Les principales conséquences sont financières pour l'exploitant du fait d'une maintenance réduite et donc plus de disponibilité de la turbine pour la production. Ceci est d'autant plus vrai si nous nous focalisons sur l'éolien offshore où l'accès au parc pour la maintenance est dépendant des conditions météorologiques et de l'état de la houle. La finalité est de mettre en place une stratégie de contrôle en utilisant *l'Individual Pitch Control (IPC)*. Chaque pale est équipée d'un actionneur indépendant des autres et il est possible de donner une consigne de position différente pour chaque pale contrairement au contrôle collectif de pitch.

Afin de définir les objectifs de contrôle, il est nécessaire de connaître les origines de telles charges sur l'éolienne et les mouvements induits en conséquence. A cet effet, une étude sur la nature des contraintes induites par les pales sera tout d'abord présentée. Par la suite, les notions de *Collective Pitch Control* et d'*Individual Pitch Control* seront introduites. Enfin, nos travaux de modélisation des variations de charge et les résultats obtenus selon la stratégie proposée seront présentés.

### 4.2 Sollicitations des modes souples

#### 4.2.1 Degrés de liberté caractéristiques

La tour, les pales et les arbres de transmission sont considérés comme déformables. Il faut leur associer des degrés de liberté illustrant leur comportement élastique en plus des mouvements de rotation autorisés pour le fonctionnement de l'éolienne.

Les degrés de liberté observés dans la suite de l'étude sont principalement ceux des pales et de la nacelle comme illustré sur la Figure 4.1.

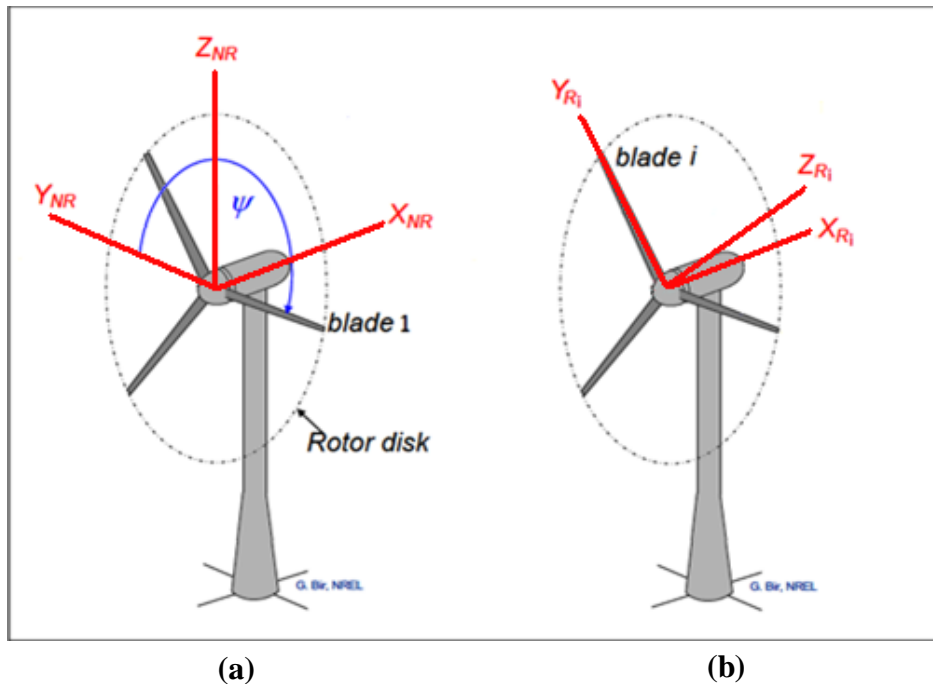


Figure 4.1 : (a) : Définition de l'azimut  $\psi$  et repère fixe rattaché à la nacelle, (b) : Repère tournant attaché à la pale i

❖ Pour la nacelle :

- la rotation du rotor selon l'axe  $\vec{X}_{NR}$ ,
- la rotation suivant l'axe horizontal perpendiculaire au vent (axe de tangage ou *tilt*  $\vec{Y}_{NR}$ ),
- la rotation suivant l'axe vertical (axe de lacet ou *yaw*  $\vec{Z}_{NR}$ ).

❖ Pour les pales :

- le retard de la pointe de la pale (la flèche) par rapport à la base de la pale (traînée ou *lag* – rotation selon  $\vec{X}_{Ri}$ )
- la déformation dans l'axe de la direction du vent (battement ou *flap* – rotation selon  $\vec{Y}_{Ri}$ ),
- La rotation selon l'axe de la pale (pitch – rotation selon  $\vec{Z}_{Ri}$ ).

Le comportement élastique de la structure est une des raisons qui justifie l'utilisation du code de modélisation *FAST* pour la suite de l'étude (présentation Annexe A). En effet, ce comportement est pris en compte grâce à une modélisation par éléments finis des parties élastiques de la tour, des pales ou encore des arbres tournants. La modélisation par éléments finis est basée sur le découpage d'une structure souple en un nombre fini d'éléments non déformables reliés par une raideur et une résistance mécanique.

### 4.2.2 Les sources d'efforts à l'origine des oscillations

Selon [Dolan, 2006], les changements de direction et de vitesse du vent « vus par une pale » sont de nature aléatoire ou périodique. Les phénomènes périodiques sont assez simples à étudier, alors que les variations aléatoires comme les turbulences ou les rafales de vent peuvent être modélisées sous différentes formes. Parmi les phénomènes cycliques, nous pouvons citer le cisaillement du vent et l'effet de masque de la tour.

➤ Le cisaillement du vent illustre, dans le contexte éolien, l'augmentation de la vitesse moyenne du vent avec l'altitude (Figure 4.2). Ce phénomène provoque une variation cyclique du vent vue par les pales qui mesurent en moyenne 40 mètres pour une éolienne de 2MW et subissent donc une variation équivalente du vent aux altitudes  $H_0 \pm 40(\text{m})$  (où  $H_0$  désigne la hauteur du moyeu : 80 à 90 mètres).

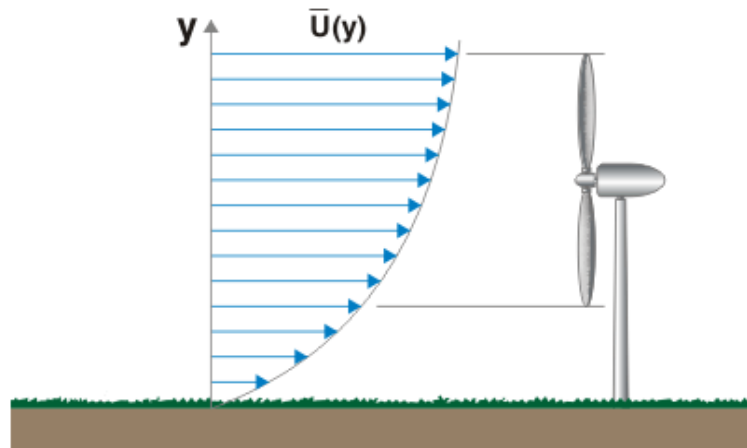


Figure 4.2 : Illustration du cisaillement du vent

Le profil du vent vis-à-vis de la hauteur est un gradient, caractérisé par le coefficient de rugosité du sol  $\alpha$  et l'équation (4.1). Plus le terrain est accidenté, plus ce coefficient est élevé.

$$V(z) = V_H \left( \frac{z}{H_0} \right)^\alpha, \quad (4.1)$$

avec :

$V_H$  : vitesse du vent à la hauteur de la nacelle ( $\text{m.s}^{-1}$ ),

$\alpha \in [0,1 ; 0,4]$  : coefficient de rugosité du sol.

La Figure 4.3 présente les profils de vents pour différents coefficients de rugosité **(a)**, ainsi que le vent « vu » par l'extrémité de la pale **(b)** dans les conditions de simulation suivantes :

- $V_H = 10 \text{ m.s}^{-1}$ ,
- Longueur de pale = 30 m,
- Hauteur de moyeu = 80 m,
- $\alpha = 0,2$  (pour la courbe de droite).

Sur le graphique **(a)**, plus le coefficient  $\alpha$  augmente, plus la hauteur doit être importante pour que la vitesse du vent augmente. Le Tableau 4.1 présente quelques valeurs mesurées sur ces courbes à une altitude de 20 mètres.

$\alpha$	0,1	0,2	0,3	0,4
$V_{vent}(m. s^{-1})$	8,7	7,6	6,6	5,7

Tableau 4.1 : Vitesse du vent à une altitude de 20 mètres en fonction de  $\alpha$

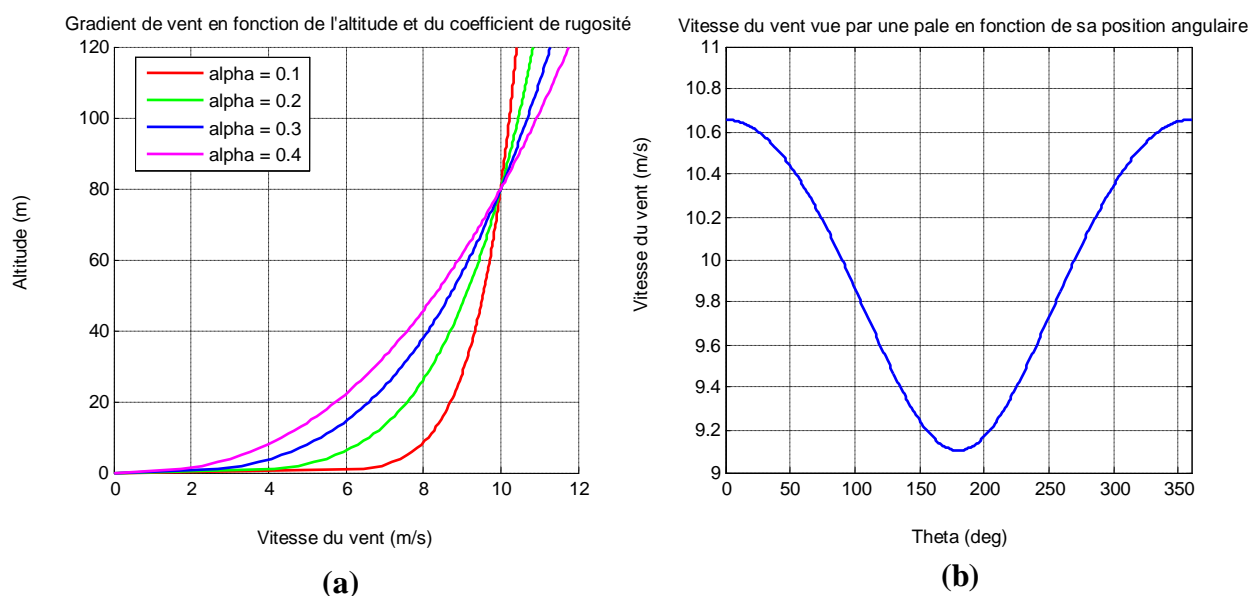


Figure 4.3 : Gradient de vent **(a)** et vitesse vue par la flèche d'une pale **(b)**

Le graphique **(b)** de la Figure 4.3 illustre la vitesse du vent (en ordonnée) vue par la flèche de la pale au cours d'une révolution complète ( $\psi \in [0 ; 360]$  en abscisse = position angulaire de la pale). Cette variation est de l'ordre de  $1,5 m.s^{-1}$ , ce qui crée une différence de charge non négligeable au cours d'une rotation complète.

➤ L'effet de masque est causé par le passage d'une pale devant la tour de l'éolienne. Cet effet est plus significatif lorsqu'il s'agit d'une turbine « downwind » (rotor positionné en aval de la nacelle par rapport à l'écoulement du vent) ce qui explique la préférence des constructeurs pour les turbines « upwind » (rotor positionné en amont de la nacelle par rapport à l'écoulement du vent), moins sensibles à ce phénomène (Figure 4.4).

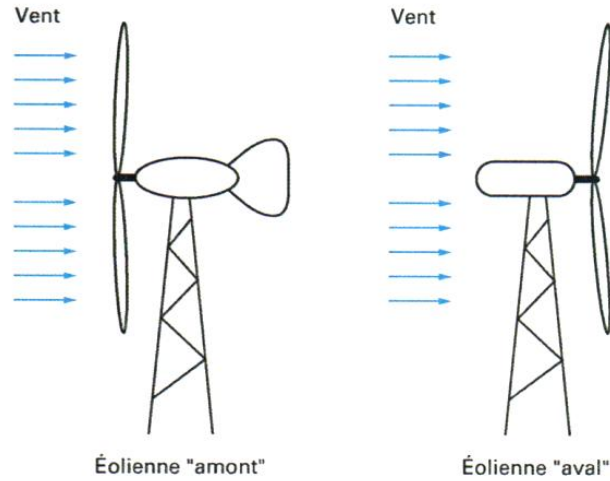


Figure 4.4 : Positionnement du rotor par rapport à la nacelle

Toujours selon [Dolan, 2006], il est possible de quantifier cette perte de vitesse (illustration Figure 4.5) de la façon suivante :

$$V(x, y) = V_H + v_{tower}(x, y), \quad (4.2)$$

avec :

$$v_{tower}(x, y) = V_0 a^2 \frac{y^2 - x^2}{(x^2 + y^2)^2},$$

$V_H$  est la vitesse du vent à hauteur de moyeu

$V_0$  : Vitesse moyenne du vent à hauteur de moyeu ( $\text{m.s}^{-1}$ ), (4.3)

$a$  : rayon du haut la tour (m),

$x$  : distance entre l'axe de la pale et l'axe de la tour (m),

$y$  : distance entre un élément de pale et l'axe de la tour (m).

ou en utilisant les coordonnées polaires pour  $y$  et en considérant le centre du rotor comme origine et l'axe Z (Figure 4.6) de la pale considérée :

$$y = r \times \sin(\psi) \rightarrow v_{tower}(r, \psi) = V_0 a^2 \frac{(r * \sin(\psi))^2 - x^2}{(x^2 + (r * \sin(\psi))^2)^2}. \quad (4.4)$$

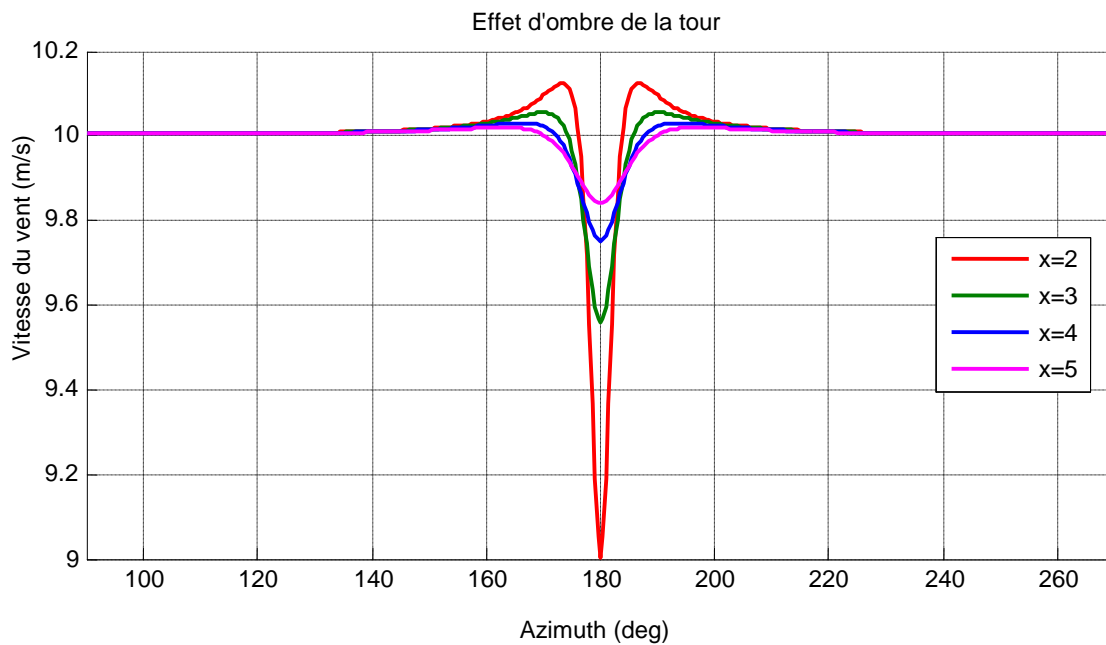


Figure 4.5 : Vitesse « vue » par l'extrémité de la pale en fonction de la position du rotor

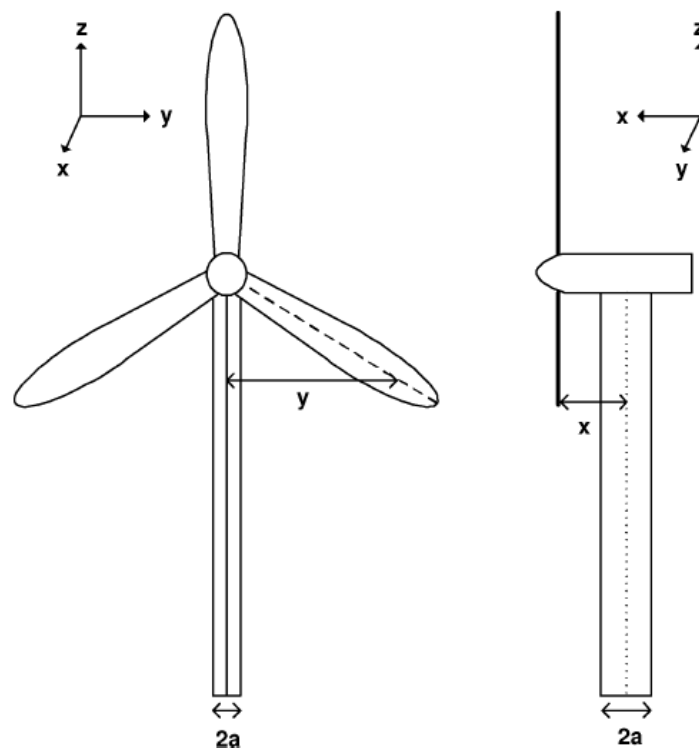


Figure 4.6 : Schéma et dimensions utilisées dans la relation (4.4)

➤ La nature aléatoire du vent (turbulences, rafales, non stationnarités, etc.) peut être prise en compte grâce à des modèles stochastiques. A partir de données statistiques provenant de mesures, des distributions gaussiennes du vent peuvent être générées. C'est le cas du modèle



spectral de Kaimal et d'autres plus complexes comme le modèle isotropique de Von Karman ou le tenseur spectral de Jacob Mann (issue de la linéarisation des équations de Navier-Stokes) [Leconte *et al.*, 2009]. En plus de l'aspect aléatoire du vent, il est important de citer la difficulté de capter le vent et de mettre l'éolienne en condition optimale pour récupérer le maximum d'énergie. Les pales sont dessinées avec une géométrie spécifique pour optimiser la prise au vent. Elles sont légèrement vrillées, et présentent au vent un profil qui varie de manière cyclique. Par exemple, si le vent possède une composante verticale (*Side View* sur la Figure 4.7) : en position haute de la pale (azimut = 0°), le vent s'écoule de la flèche vers le centre du rotor. En position basse (azimut = 180°), la composante verticale du vent s'écoule suivant une direction inverse par rapport au profil. Il en résulte une variation de charge à la même fréquence que la vitesse de rotation du rotor.

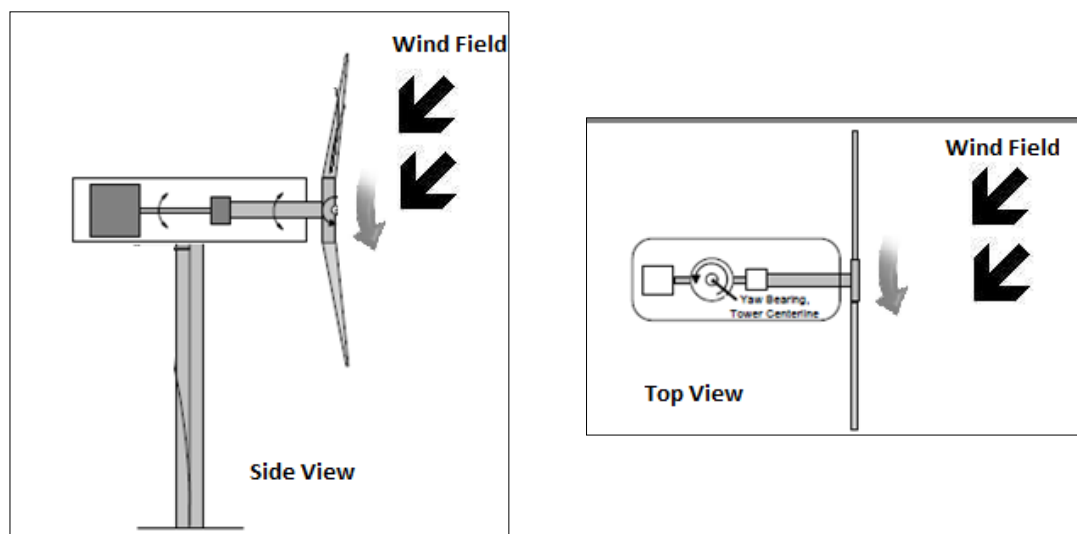


Figure 4.7 : Illustration d'un vent mal orienté par rapport à l'axe de la nacelle

Ainsi, pour le modèle d'éolienne choisi dans notre étude, le phénomène de masque de la tour sera négligé, les oscillations de la structure de l'éolienne sont supposées causées par les autres phénomènes précédemment décrits. Celles-ci apparaissent une fois par rotation complète, leur période est donc  $T = 1/\omega_{rot}$  avec  $\omega_{rot}$  la vitesse de rotation de l'éolienne.

L'ensemble des charges générées par les pales sont ensuite transmises à la nacelle, comme expliqué dans le paragraphe suivant, et sont à l'origine de fatigue au niveau des composants principalement de la chaîne cinématique liée à l'arbre lent et/ou au multiplicateur. Ces conséquences sont sources d'actions de maintenance et de coûts financiers non négligeables dans le cas de grands correctifs. Notre objectif ici est donc d'essayer de réduire ces efforts en jouant sur le contrôle de l'angle de calage des pales.

## 4.3 Méthode de contrôle

### 4.3.1 Contrôle individuel du pitch (IPC), contrôle collectif et contrôle cyclique

La méthode classiquement utilisée pour régler l'angle de pitch des pales consiste à asservir les trois angles de pitch à la même position (contrôle collectif du pitch) pour dégrader la prise au vent du rotor afin de maintenir le palier de puissance nominale (zone 4 sur la Figure 4.8). Une stratégie plus évoluée consiste à asservir l'angle de pitch à une valeur différente pour chaque pale indépendamment des autres (*Individual Pitch Control* - IPC) pour limiter les efforts sur chaque pale et ainsi éviter leur transmission dans la chaîne cinématique de l'éolienne. L'IPC permet désormais de contrôler les couples de yaw ou de tilt, et limiter les oscillations de période sur la structure fixe. Il est cependant utile de noter que ces objectifs sont difficiles à atteindre car plusieurs problèmes se posent avec l'utilisation de cette technique. Tout d'abord, le vrillage du profil de la pale permet d'obtenir des performances comparables en fonction de la distance au pied de pale. Le vent relatif<sup>8</sup>  $V_r$  (Figure 4.9) augmente avec la longueur de la pale ce qui implique une géométrie du profil adaptée à cette augmentation de vitesse. L'angle de calage<sup>9</sup>  $\theta$  diminue en s'éloignant du pied de pale pour obtenir un angle d'attaque<sup>10</sup>  $\alpha$  le plus constant possible ce qui donne un aspect vrillé à la pale.

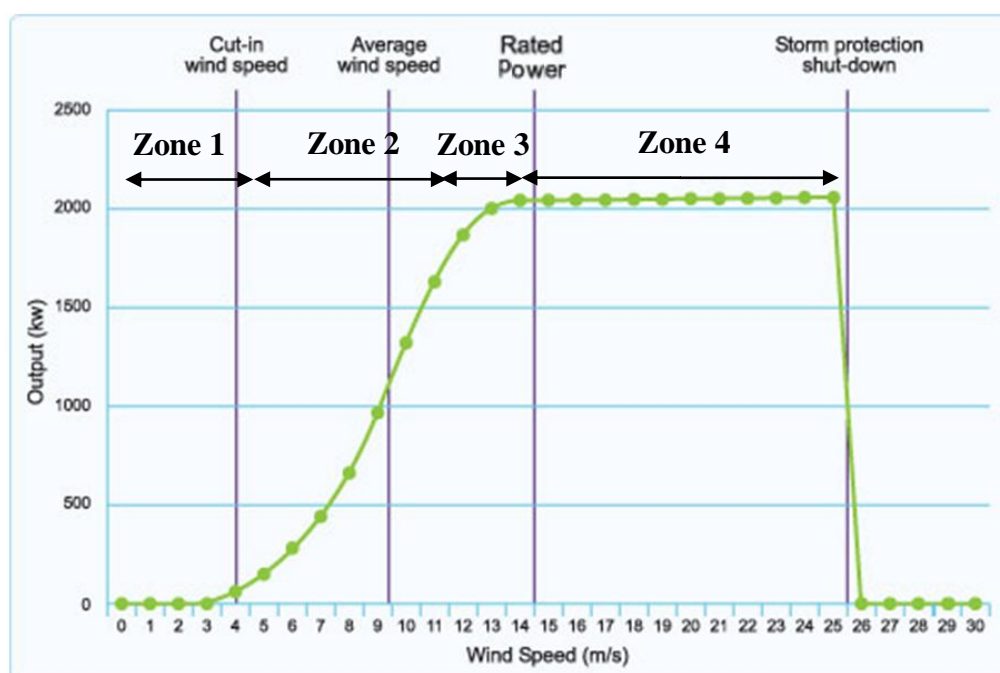
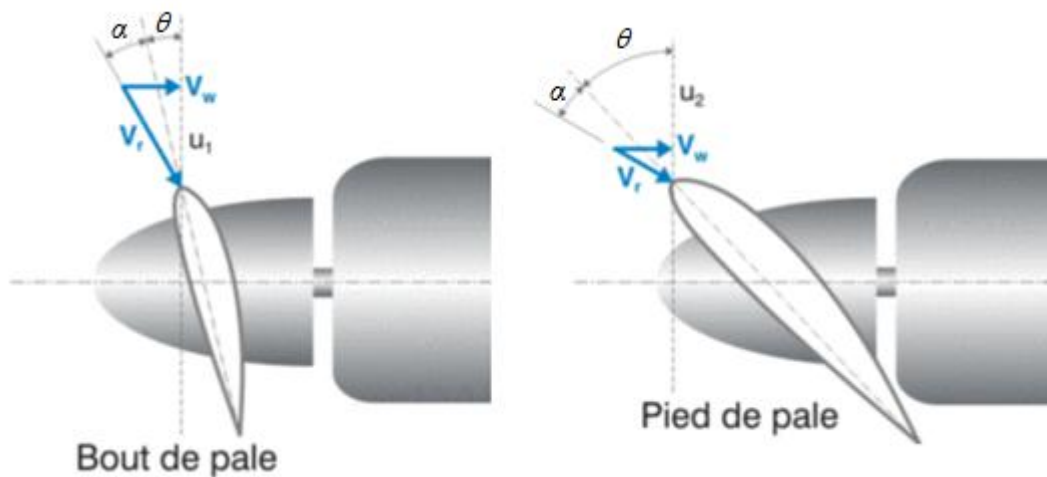


Figure 4.8 : Courbe de puissance d'une éolienne [Partnerships for Renewables]

<sup>8</sup> Vent relatif : résultante composée du vent incident et du vent dans le plan de rotation du rotor.

<sup>9</sup> Angle de calage : angle de pitch qui peut être modifié pour l'asservissement de puissance.

<sup>10</sup> Angle d'attaque : angle entre la corde et le vent relatif.

Figure 4.9 : Vrillage d'une pale<sup>11</sup>

Il faut également prendre en compte le temps de réponse des moteurs de pitch. Les phénomènes aléatoires présentent de fortes variations s'étalant sur quelques secondes. Pour contraindre de tels phénomènes au moyen d'un IPC, les actionneurs se doivent d'être robustes et dimensionnés pour accepter des commandes variant périodiquement afin d'éviter toute fatigue prématurée. Le but est en effet de réduire la fatigue de l'ensemble de la chaîne cinématique sans fragiliser certaines parties avec cette nouvelle solution. Ce dimensionnement spécifique tant à ralentir les implantations d'un IPC sur des éoliennes déjà en place.

Enfin, il n'est pas utile d'utiliser l'IPC sur tout le domaine de fonctionnement d'une éolienne. En se positionnant dans la zone de production maximale de l'éolienne (zone 4 sur la Figure 4.8), le contrôle collectif du pitch a pour objectif d'amortir le 1<sup>er</sup> mode de flexion longitudinal de la tour en plus de l'asservissement en puissance. Le contrôle individuel se concentre sur la réduction des efforts en battement subis par les pales, les charges transmises à l'arbre de rotation ainsi que les charges fortement couplées de la nacelle selon les axes de tangage et lacet. Les zones 2 et 3 ne seront pas étudiées car les vitesses de vent concernées induisent des charges moins importantes.

L'ensemble des contraintes précédemment citées conduisent à réaliser un contrôle individuel de pitch cyclique. La stratégie de contrôle cyclique du pitch se différencie d'un contrôle collectif classique par le fait que la commande de pitch est différente pour chaque pale. Alors qu'une commande identique pour chaque pale influence principalement les variables suivant l'axe  $\vec{X}_{NR}$ , la commande cyclique rajoute de petites variations à la commande collective et affecte le comportement de l'éolienne autour des axes  $\vec{Y}_{NR}$  (tangage)

<sup>11</sup> Source : <http://www.energieplus-lesite.be>

et  $\vec{Z}_{NR}$  (lacet). Les modes d'oscillations qui dominent le comportement de la structure sont appelés modes 3P (3 par révolution) et apparaissent aux pulsations  $3\omega_{rot}, 6\omega_{rot}, \dots, 3n\omega_{rot}$  où  $\omega_{rot}$  est la vitesse de rotation du rotor et  $n \in \mathbb{N}$ . Il est rappelé que dans le cadre de ce travail, le contrôle cyclique qui est conçu ne sera mis en œuvre que dans la zone 4, ce qui induit une vitesse de rotation  $\omega_{rot}$  constante. Les oscillations sont causées par la combinaison des efforts 1P des trois pales qui sont modulés en efforts 3P lors de leur projection dans le repère fixe de la nacelle, et dont nous avons vu les origines précédemment : le cisaillement du vent, l'effet de masque de la tour ou la variation d'orientation du vent. Selon les cas étudiés, le contrôle cyclique consiste en un simple déphasage de  $120^\circ$  entre la commande de chaque pale autour de l'axe du rotor si nous prenons comme hypothèse que le flux d'air est laminaire.

Les sources des oscillations et la pulsation à laquelle elles vont apparaître sont identifiées. Il est nécessaire à présent de caractériser un modèle dynamique de système qui est à contrôler. Cette caractérisation va s'effectuer par identification sur des résultats d'essais car le modèle mathématique utilisé dans le code *FAST* n'est pas accessible.

### 4.3.2 Couplages et phénomènes de transmission

Les pales transmettent les efforts qu'elles subissent au reste de la chaîne cinématique. Le moment (ou couple) suivant l'axe de rotation de la turbine permet la génération d'énergie, mais les moments suivant les axes de tangage (tilt) et de lacet (yaw) font travailler en flexion l'arbre de transmission et se transmettent au reste de la structure non tournante.

Les relations mathématiques permettant de quantifier la transmission des charges des pales (repère tournant) vers la nacelle (repère fixe) sont à présent recherchées. Pour simplifier l'approche, la transformée de **Coleman** est utilisée (Figure 4.10). C'est une transformation analogue à la transformée de **Park** pour un système électrique triphasé et se définit de la façon suivante :

$$\theta_i = \theta_y * \cos(\psi_i) + \theta_z * \sin(\psi_i), \quad (4.5)$$

ou sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} \theta_y \\ \theta_z \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi + 2\pi/3) & \cos(\psi + 4\pi/3) \\ \sin(\psi) & \sin(\psi + 2\pi/3) & \sin(\psi + 4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \end{pmatrix}. \quad (4.6)$$

La transformée inverse est quant à elle définie par :

$$\begin{pmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) \\ \cos(\psi + 2\pi/3) & \sin(\psi + 2\pi/3) \\ \cos(\psi + 4\pi/3) & \sin(\psi + 4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta_y \\ \theta_z \end{pmatrix}. \quad (4.7)$$

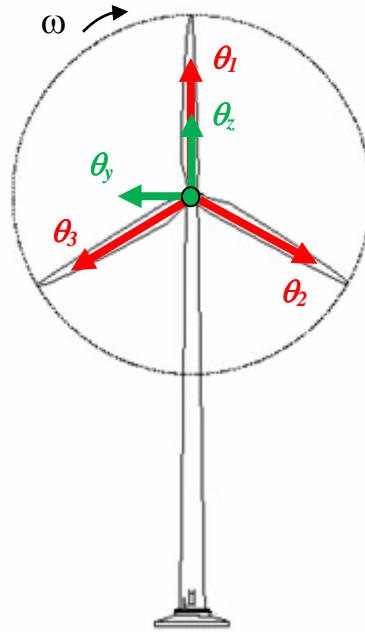


Figure 4.10 : Projection d'un repère tournant triphasé vers un repère fixe diphasé

Cette transformation est intéressante pour observer la somme des efforts subis par les pales projetés dans le repère fixe de la nacelle. Elle sera utile pour réaliser dans cette étude une commande cyclique. Il est important de noter que les efforts subis par les pales de période  $T = 1/\omega_{rot}$ , sont transmis à la structure fixe sous la forme d'oscillations de période  $T' = T/3 = 1/3\omega_{rot}$ . Ces oscillations présentent des harmoniques supérieures ( $1/6\omega_{rot}, 1/9\omega_{rot} \dots$ ) qui sont négligeables par rapport à l'harmonique principal que l'on va chercher à supprimer [Bossanyi, 2003].

### 4.3.3 Nature des signaux de commande

En considérant la relation (4.7), un déphasage  $\varphi$  est introduit dans l'expression de la transformée de Coleman qui devient :

$$\begin{pmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\psi + \varphi) & \sin(\psi + \varphi) \\ \cos(\psi + 2\pi/3 + \varphi) & \sin(\psi + 2\pi/3 + \varphi) \\ \cos(\psi + 4\pi/3 + \varphi) & \sin(\psi + 4\pi/3 + \varphi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta_y \\ \theta_z \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

L'introduction du déphasage  $\varphi$  permet comme vérifié par la suite, de partiellement découpler le comportement dynamique de la commande  $\theta_y$  (resp.  $\theta_z$ ) sur la sortie  $M_z$  (resp.  $M_y$ ). Comme nous le verrons par la suite, le paramètre  $\varphi$  sera fixé pour découpler les valeurs moyennes des couples  $M_y$  et  $M_z$  par rapport aux entrées  $\theta_y$  et  $\theta_z$ . La relation (4.8)

permet ainsi d'obtenir les consignes de pitch réelles à appliquer sur chaque actionneur en fonction des composantes  $\theta_y$  et  $\theta_z$  du pitch suivant les axes  $\vec{Y}_{NR}$  et  $\vec{Z}_{NR}$ , et aussi de l'angle d'azimut  $\psi$  du rotor. Les composantes  $\theta_y$  et  $\theta_z$  seront quant à elles produites par les lois de commande qui seront synthétisées dans les paragraphes suivants pour contrer les couples de flexion  $M_z$  et  $M_y$ . L'allure des signaux  $(\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3)^T$  est présentée Figure 4.11.

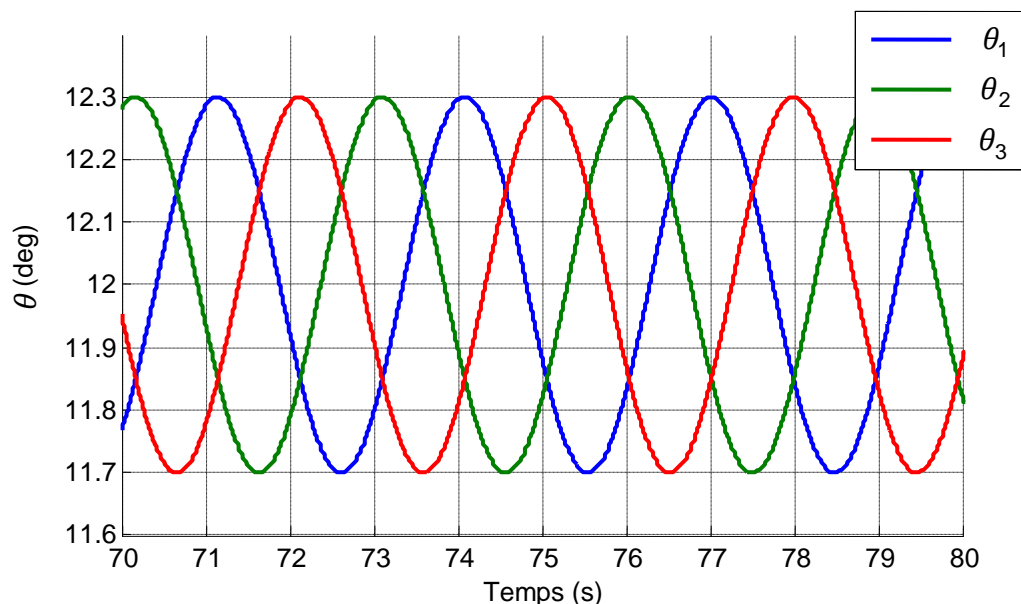


Figure 4.11 : Allure des signaux de commande de pitch pour chaque pale

En fonction des éléments présentés précédemment et de la nature des commandes appliquées au pitch, notre intérêt s'est porté sur une caractérisation du système à commander au moyen des systèmes non stationnaires à coefficients périodiques. Les paragraphes qui suivent décrivent ces systèmes et leur utilisation pour la modélisation de système liant les consignes de pitch aux couples de flexion  $M_y$  et  $M_z$ .

## 4.4 Systèmes non stationnaires à coefficients périodiques

### 4.4.1 Introduction

Depuis plus d'un demi-siècle, les systèmes linéaires stationnaires constituent la classe de systèmes qui a suscité le plus d'intérêt en matière d'analyse et de commande. La simplicité des équations régissant leur comportement a permis d'établir très tôt [Bode, 1945] de nombreux critères de stabilité et de performance faciles à utiliser et très efficaces. De nos jours, les méthodes de synthèse robuste permettent de prendre en compte les erreurs de

modélisation et les variations paramétriques des systèmes à commander. Ces méthodes permettent de synthétiser des lois de commande d'une grande fiabilité.

Dans le cas des systèmes linéaires non stationnaires, le bilan est bien différent. Les recherches concernant ces systèmes ont réellement débuté à la fin du siècle dernier avec les travaux de Floquet [Floquet, 1883]. Malgré les propriétés de superposition et de linéarité conservées par les systèmes non stationnaires, leur analyse souffre quelque peu de l'absence d'outils mathématiques puissants (comparables à la transformée de Laplace pour les systèmes stationnaires). Par ailleurs, les techniques de commande robuste présentent quant à elles un caractère très immature. Deux raisons majeures expliquent cette situation.

- tout d'abord, la réponse impulsionnelle d'un système linéaire non stationnaire est une fonction de deux variables (le temps et l'instant d'application de l'impulsion), constituée de fonctions plus complexes que les fonctions exponentielles rencontrées dans le cas stationnaire ;

- de plus, la résolution analytique d'un système non stationnaire reste difficile en pratique.

Cette situation pourrait paraître sans importance dans le domaine de l'Automatique si de tels systèmes n'intervenaient pas aussi fréquemment dans les problèmes de commande, qu'ils soient en effet

- naturellement non stationnaires tels que des fusées dont la masse de carburant décroît au cours du temps durant le vol,

- ou artificiellement non stationnaires tels que ceux issus de la linéarisation d'un système non linéaire autour d'une trajectoire nominale.

Toutefois, en se limitant à certaines sous classes de système non stationnaires, tels que les systèmes non stationnaires à coefficients périodiques, de multiples résultats concernant la stabilité et la représentation de ces systèmes au moyen de fonctions de transfert sont de nos jours disponibles dans la littérature.

Se limiter à de tels systèmes peut paraître restrictif, mais bon nombre de systèmes physiques réels sont des systèmes non stationnaires à coefficients périodiques. Ce sont pour la plupart des systèmes mécaniques en rotation, tout comme les éoliennes, et notamment :

- machines synchrones [Chassande, 1981],
- turbines à air [Sheu, 1978],
- satellites [Kern, 1980],
- pales d'hélicoptères [McKillip, 1985].

L'apparition de systèmes non stationnaires à coefficients périodiques dans les problèmes de commande peut également être consécutive à l'utilisation d'un principe de commande particulier : la commande haute fréquence [Meerkov, 1980].

Enfin, en se limitant à ce type de systèmes, des extensions de la commande CRONE ont pu être développées. Contrairement aux approches existantes dans la littérature [Wereley, 1991] [Rabenasolo, 1992], cette approche fait exclusivement appel à la notion de réponses fréquentielles non stationnaires développée par Zadeh dans les années 50 [Zadeh, 1961].

Bien que les réponses fréquentielles non stationnaires présentent dans leur définition de grandes analogies avec les réponses fréquentielles stationnaires, les réponses fréquentielles non stationnaires n'ont pas suscité un grand intérêt depuis les travaux de Zadeh, et ce pour plusieurs raisons.

Tout d'abord, bien que certains auteurs aient élaboré des procédures de calcul pour des classes particulières de systèmes [Rudnitskii, 1960], la détermination de la réponse fréquentielle non stationnaire caractérisant un système non stationnaire s'avère dans le cas général très difficile.

De plus, la stabilité d'un système non stationnaire ne peut pas directement être évaluée à partir des pôles et des zéros de sa réponse fréquentielle non stationnaire [Gibson, 1963].

Enfin, les relations de base utilisées pour la connexion de systèmes stationnaires ne s'appliquent plus dans le cas des systèmes non stationnaires [Gibson, 1963].

En revanche et concernant les systèmes non stationnaires à coefficients périodiques, des procédures permettant le calcul de leur réponse fréquentielle non stationnaire peuvent être établies. Ces réponses fréquentielles sont développables en séries de Fourier. Cette propriété particulière peut être exploitée pour étendre au cas des systèmes non stationnaires à coefficients périodiques des théorèmes bien connus tel que le théorème de la valeur initiale et le théorème de la valeur finale [Sabatier *et al.*, 2002]. De plus, dans le cas des systèmes asservis, la connaissance de la réponse fréquentielle non stationnaire du système en boucle ouverte permet d'évaluer la stabilité du système en boucle fermée. Il suffit pour cela d'utiliser une généralisation du théorème de Nyquist définie par Wereley et Hall [Wereley, 1990]. Ce critère de Nyquist est basé sur une représentation particulière des systèmes non stationnaires à coefficients périodiques. Cette représentation est étroitement liée à la notion de réponse fréquentielle non stationnaire et porte le nom de fonction de transfert harmonique.

Suite à ce travail, une extension de la commande CRONE de troisième génération a pu être développée. L'utilisation de la notion de réponse fréquentielle pour les systèmes non



stationnaires à coefficients périodiques, permet en effet de transposer au cas non stationnaire les différentes étapes de la synthèse d'un régulateur CRONE traditionnel. Le régulateur CRONE non stationnaire à coefficients périodiques qui résulte de la synthèse permet d'assurer la stabilité et des performances robustes en boucle fermée vis-à-vis des variations paramétriques du procédé et en dépit de son caractère non stationnaire.

Le problème de la commande robuste des systèmes non stationnaires à coefficients périodiques a déjà été considéré par Rabenasolo et Wereley [Rabenasolo, 1992] [Wereley, 1990] pour les systèmes continus et par de nombreux autres auteurs dans le cas discret [Bittanti *et al.*, 1993] [Longhi, 1995] [Grasselli *et al.*, 1996]. Cependant, l'approche fréquentielle qui est proposée ici s'avère particulièrement attractive car elle utilise des principes bien connus en commande des systèmes linéaires stationnaires scalaires et multivariables.

Certaines de ces propriétés de ces méthodes de synthèse seront utilisées dans les paragraphes qui suivent pour concevoir des lois de commandes assurant le contrôle cyclique du pitch. Elles sont présentées dans le paragraphe qui suit.

#### **4.4.2    *Systèmes non stationnaires à coefficients périodiques : généralités et définitions***

Les systèmes, scalaires, continus, linéaires et non stationnaires à coefficients périodiques, appelés plus communément *systèmes T-périodiques* sont caractérisables par une équation différentielle de la forme :

$$\sum_{i=0}^n a_i(t) \frac{d^i y(t)}{dt^i} = \sum_{l=0}^m b_l(t) \frac{d^l u(t)}{dt^l} \quad (4.9)$$

$$\text{avec } a_n(t) = 1 \quad \text{et } n > m,$$

où  $u(t) \in \mathbb{R}$ ,  $y(t) \in \mathbb{R}$  et où les coefficients  $a_i(\cdot)$  et  $b_l(\cdot)$  sont des fonctions périodiques de la variable temporelle  $t$ . Ces coefficients vérifient en effet les relations :

$$a_i(t) = a_i(t + T) \quad \text{et} \quad b_l(t) = b_l(t + T) \quad (4.10)$$

où la période  $T$  est la plus petite valeur satisfaisant la relation (4.10). Les coefficients  $a_i(\cdot)$  et  $b_l(\cdot)$  sont donc décomposables en séries de Fourier de la forme :

$$a_i(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} a_{i,k} e^{jk\omega_0 t} \quad \text{et} \quad b_l(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} b_{l,k} e^{jk\omega_0 t} \quad (4.11)$$

Dans l'espace d'état, un système T-périodique est régi par des équations de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(t) x(t) + B(t) u(t) \\ y(t) = C(t) x(t) \end{cases} \quad (4.12)$$

où  $u(t) \in \mathbb{R}$ ,  $y(t) \in \mathbb{R}$ ,  $x(t) \in \mathbb{R}^{n \times 1}$  et où  $A(\cdot)$ ,  $B(\cdot)$  et  $C(\cdot)$  sont des matrices réelles de dimensions appropriées. Les matrices  $A(\cdot)$ ,  $B(\cdot)$  et  $C(\cdot)$  sont des fonctions périodiques de la variable temporelle  $t$ . Elles vérifient les relations :

$$A(t) = A(t + T), \quad B(t) = B(t + T) \quad \text{et} \quad C(t) = C(t + T) \quad (4.13)$$

et admettent des développements en série de Fourier de la forme :

$$A(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k e^{jk\omega_0 t}, \quad B(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} B_k e^{jk\omega_0 t} \quad \text{et} \quad C(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} C_k e^{jk\omega_0 t} \quad (4.14)$$

#### 4.4.3 Réponse fréquentielle non stationnaire d'un système T-périodique : détermination, associations et propriétés

Par analogie au cas stationnaire, Lotfi A. Zadeh a défini, dans une série d'articles, une extension de la notion de réponse fréquentielle pour les systèmes non stationnaires [Zadeh, 1950-1], [Zadeh, 1950-2], [Zadeh, 1951], [Zadeh, 1961]. Celle-ci, notée  $H(j\omega, t)$ , est fonction de la variable temporelle et définie par [Gibson, 1963] :

$$H(j\omega, t) = e^{-j\omega t} \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \xi) e^{j\omega \xi} d\xi, \quad (4.15)$$

où  $h(t, \xi)$  désigne la réponse du système non stationnaire à l'impulsion de Dirac  $\delta(t - \xi)$ .

Cette représentation des systèmes non stationnaires est particulièrement intéressante dans le domaine de l'automatique car elle permet le calcul des régimes transitoires et stationnaires du système. En effet, si  $y(t)$  désigne la sortie d'un système de réponse fréquentielle non stationnaire  $H(j\omega, t)$ , alors  $y(t)$  est défini par :

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H(j\omega, t) U(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (4.16)$$

où  $U(j\omega)$  désigne la transformée de Fourier de l'entrée  $u(t)$ .

Dans le cas particulier des systèmes T-périodiques, Zadeh a également démontré que la réponse fréquentielle non stationnaire admet un développement en série de Fourier de la forme :

$$H(j\omega, t) = H_0(j\omega) + \sum_{k=1}^{+\infty} (H'_k(j\omega) \cos(k\omega_0 t) + H''_k(j\omega) \sin(k\omega_0 t)) \quad (4.17)$$

ou encore, en utilisant la forme exponentielle complexe pour sinus et cosinus :

$$H(j\omega, t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} H_k(j\omega) e^{jk\omega_0 t} \quad \text{avec} \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (4.18)$$

Ce type de développement permet de formuler les deux remarques suivantes.

- La sortie d'un système T-périodique peut être interprétée comme la somme des sorties de systèmes stationnaires modulées par un signal sinus ou cosinus.
- Un système T-périodique se décompose en une partie stationnaire caractérisée par  $H_0(j\omega)$  et une partie non stationnaire caractérisée par l'ensemble des autres termes de (4.17) ou (4.18).

#### 4.4.3.1 Réponse fréquentielle non stationnaire d'un système décrit par une équation différentielle à coefficients périodiques

Si l'entrée d'un système T-périodique est donnée par  $u(t) = e^{j\omega t}$ , le calcul de l'intégrale (4.16) démontre que sa sortie est définie par :

$$y(t) = H(j\omega, t) e^{j\omega t}, \quad (4.19)$$

soit, d'après la relation (4.18) :

$$y(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} H_k(j\omega) e^{j(k\omega_0 + \omega)t}. \quad (4.20)$$

En portant la relation (4.20) dans l'équation (4.9) puis en regroupant les termes en  $e^{jk\omega_0 t}$  (qui forment une base orthonormale), il est possible d'exprimer les transmittances  $H_k(p)$  qui figurent fréquemment dans la fonction  $H(j\omega, t)$  (relation (4.18)) [Sabatier *et al.*, 2003-1].

##### Proposition 1

La réponse fréquentielle non stationnaire  $H(j\omega, t)$  qui caractérise le système défini par l'équation différentielle (4.9) est donnée par :

$$H(j\omega, t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} H_k(j\omega) e^{jk\omega_0 t} \quad (4.21)$$

où les réponses fréquentielles  $H_k(j\omega)$  résultent du produit matriciel :

$$\mathcal{H} = \mathbb{A}^{-1} \mathcal{B} \quad (4.22)$$

où les vecteurs  $\mathcal{H}$  et  $\mathcal{B}$  et la matrice  $\mathbb{A}$  sont respectivement donnés par :

$$\mathcal{H}^T = [\dots \ H_{-2}(j\omega) \ H_{-1}(j\omega) \ H_0(j\omega) \ H_1(j\omega) \ H_2(j\omega) \ \dots] \quad (4.23)$$

$$\mathcal{B}^T = [\dots \ \mathbf{b}_{-2} \ \mathbf{b}_{-1} \ \mathbf{b}_0 \ \mathbf{b}_1 \ \mathbf{b}_2 \ \dots] \quad (4.24)$$

$$\mathbb{A} = \begin{pmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \cdots & \mathbf{a}_{0,-1} & \mathbf{a}_{-1,-1} & \mathbf{a}_{-2,-1} & \cdots \\ \cdots & \mathbf{a}_{1,0} & \mathbf{a}_{0,0} & \mathbf{a}_{-1,0} & \cdots \\ \cdots & \mathbf{a}_{2,1} & \mathbf{a}_{1,1} & \mathbf{a}_{0,1} & \cdots \\ \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

et où les termes génériques  $\mathbf{b}_k$  et  $\mathbf{a}_{k,l}$  vérifient les relations :

$$\mathbf{b}_k = \sum_{i=0}^m \mathbf{b}_{i,k}(j\omega)^i \quad (4.26)$$

et

$$\mathbf{a}_{k,l} = \sum_{i=0}^n \mathbf{a}_{i,l}(j\omega + j(l-k)\omega_0)^i. \quad (4.27)$$

#### 4.4.3.2 Réponse fréquentielle non stationnaire d'un système décrit par une représentation d'état T-périodique

On considère dans cette partie que le système T-périodique dont on cherche la réponse fréquentielle non stationnaire admet une représentation d'état analogue à la représentation (4.12). La procédure utilisée pour la détermination de cette réponse fréquentielle est semblable à la procédure décrite au paragraphe 4.4.3.1 et est développée dans [Sabatier *et al.*,2003-1].

##### Proposition 2

La réponse fréquentielle non stationnaire  $H(j\omega, t)$  qui caractérise le système défini par la représentation d'état (4.12) est donnée par :

$$H(j\omega, t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} H_k(j\omega) e^{jk\omega_0 t}, \quad (4.28)$$

où les réponses fréquentielles  $H_k(j\omega)$  résultent du produit matriciel :

$$\mathcal{H} = \mathbb{C}(\mathbb{N} - \mathbb{A})^{-1}\mathcal{B}, \quad (4.29)$$

dans lequel les vecteurs  $\mathcal{H}$  et  $\mathcal{B}$  et les matrices  $\mathbb{A}$ ,  $\mathbb{N}$  et  $\mathbb{C}$  sont respectivement donnés par :

$$\mathcal{H}^T = [\cdots \ H_{-2}(j\omega) \ H_{-1}(j\omega) \ H_0(j\omega) \ H_1(j\omega) \ H_2(j\omega) \ \cdots], \quad (4.30)$$

$$\mathcal{B}^T = [\cdots \ \mathbf{B}_{-2} \ \mathbf{B}_{-1} \ \mathbf{B}_0 \ \mathbf{B}_1 \ \mathbf{B}_2 \ \cdots], \quad (4.31)$$

$$\mathbb{A} = \begin{pmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \cdots & \mathbf{A}_0 & \mathbf{A}_{-1} & \mathbf{A}_{-2} & \cdots \\ \cdots & \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_0 & \mathbf{A}_{-1} & \cdots \\ \cdots & \mathbf{A}_2 & \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_0 & \cdots \\ \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix}, \quad (4.32)$$

$$\mathbb{N} = \begin{bmatrix} \ddots & & & & & & \\ & j(\omega - 2\omega_0)I_n & & & & & \\ & & j(\omega - \omega_0)I_n & & & & \\ & & & j\omega I_n & & & \\ & & & & j(\omega - \omega_0)I_n & & \\ & (0) & & & & j(\omega - 2\omega_0)I_n & \\ & & & & & & \ddots \end{bmatrix}, \quad (4.33)$$

$$\mathbb{C} = \begin{pmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \cdots & \mathbf{C}_0 & \mathbf{C}_{-1} & \mathbf{C}_{-2} & \cdots \\ \cdots & \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_0 & \mathbf{C}_{-1} & \cdots \\ \cdots & \mathbf{C}_2 & \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_0 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix}. \quad (4.34)$$

#### 4.4.3.3 Cas des systèmes asservis

On considère le schéma de commande de la Figure 4.12 dans lequel les systèmes T-périodiques  $\mathbf{C}$  et  $\mathbf{P}$  sont caractérisables par les réponses fréquentielles non stationnaires  $C(j\omega, t)$  et  $P(j\omega, t)$  telles que :

$$\begin{aligned} C(j\omega, t) &= C_0(j\omega) + \sum_{k=1}^{+\infty} (C'_k(j\omega) \cos(k\omega_0 t) + C''_k(j\omega) \sin(k\omega_0 t)) \\ &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} C_k(j\omega) e^{jk\omega_0 t} \end{aligned} \quad (4.35)$$

et

$$\begin{aligned} P(j\omega, t) &= P_0(j\omega) + \sum_{k=1}^{+\infty} (P'_k(j\omega) \cos(k\omega_0 t) + P''_k(j\omega) \sin(k\omega_0 t)) \\ &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} P_k(j\omega) e^{jk\omega_0 t} \end{aligned} \quad (4.36)$$

L'objectif de ce paragraphe est d'établir l'expression des réponses fréquentielles non stationnaires qui relient la sortie  $y(t)$  ou la commande  $u(t)$  aux différentes entrées exogènes. A cet effet, on considère que :

- $L(j\omega, t)$  désigne la réponse fréquentielle non stationnaire du système liant l'erreur  $\varepsilon(t)$  à la sortie  $y(t)$  ;

- $T(j\omega, t)$  désigne la réponse fréquentielle non stationnaire du système liant la consigne  $c(t)$  à la sortie  $y(t)$  (-  $T(j\omega, t)$  désignant alors la réponse fréquentielle non stationnaire reliant la sortie  $y(t)$  à la perturbation  $P_m(t)$ ) ;

- $S(j\omega, t)$  désigne la réponse fréquentielle non stationnaire du système liant la perturbation  $p_s(t)$  à la sortie  $y(t)$  ;

-  $R(j\omega, t)$  désigne la réponse fréquentielle non stationnaire du système liant la consigne  $c(t)$  à la commande  $u(t)$  ;

-  $PS(j\omega, t)$  désigne la réponse fréquentielle non stationnaire du système liant la perturbation  $p_u(t)$  à la sortie  $y(t)$ .

Les théorèmes qui suivent donnent les expressions de ces différentes réponses fréquentielles. Leur démonstration est proposée dans [Sabatier *et al.*,2002].

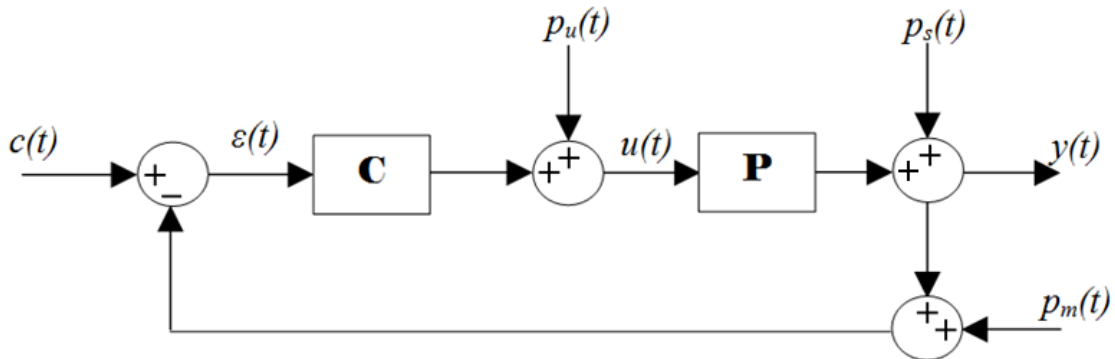


Figure 4.12 : Mise en contre réaction de deux systèmes T-périodiques

Théorème 1

La réponse fréquentielle non stationnaire  $L(j\omega, t)$  est donnée par :

$$L(j\omega, t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} L_k(j\omega) e^{jk\omega_0 t}, \tag{4.37}$$

où les réponses fréquentielles  $L_k(j\omega)$  résultent du produit matriciel :

$$\mathcal{L} = \mathbb{P}\mathcal{C}, \tag{4.38}$$

les vecteurs  $\mathcal{L}$  et  $\mathcal{C}$  et la matrice étant respectivement donnés par :

$$\mathcal{L}^T = [\dots \quad L_{-2}(j\omega) \quad L_{-1}(j\omega) \quad L_0(j\omega) \quad L_1(j\omega) \quad L_2(j\omega) \quad \dots] \tag{4.39}$$

$$\mathcal{C}^T = [\dots \quad C_{-2}(j\omega) \quad C_{-1}(j\omega) \quad C_0(j\omega) \quad C_1(j\omega) \quad C_2(j\omega) \quad \dots] \tag{4.40}$$

et

$$\mathbb{P} = \begin{pmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \dots & P_0(j\omega - j2\omega_0) & P_{-1}(j\omega - j\omega_0) & P_{-2}(j\omega) & P_{-3}(j\omega + j\omega_0) & P_{-4}(j\omega + j2\omega_0) & \dots \\ \dots & P_1(j\omega - j2\omega_0) & P_0(j\omega - j\omega_0) & P_{-1}(j\omega) & P_{-2}(j\omega + j\omega_0) & P_{-3}(j\omega + j2\omega_0) & \dots \\ \dots & P_2(j\omega - j2\omega_0) & P_1(j\omega - j\omega_0) & P_0(j\omega) & P_{-1}(j\omega + j\omega_0) & P_{-2}(j\omega + j2\omega_0) & \dots \\ \dots & P_3(j\omega - j2\omega_0) & P_2(j\omega - j\omega_0) & P_1(j\omega) & P_0(j\omega + j\omega_0) & P_{-1}(j\omega + j2\omega_0) & \dots \\ \dots & P_4(j\omega - j2\omega_0) & P_3(j\omega - j\omega_0) & P_2(j\omega) & P_1(j\omega + j\omega_0) & P_0(j\omega + j2\omega_0) & \dots \\ \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix} \tag{4.41}$$

Théorème 2

La réponse fréquentielle non stationnaire  $T(j\omega, t)$  est donnée par :

$$T(j\omega, t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} T_k(j\omega) e^{jk\omega_0 t}, \quad (4.42)$$

les réponses fréquentielles  $T_k(j\omega)$  étant issues du produit matriciel :

$$\mathcal{T} = (\mathbb{I} + \mathbb{L})^{-1} \mathcal{L}, \quad (4.43)$$

dans lequel les vecteurs  $\mathcal{T}$  et  $\mathcal{L}$  sont respectivement donnés par :

$$\mathcal{T}^T = [\dots \quad T_{-2}(j\omega) \quad T_{-1}(j\omega) \quad T_0(j\omega) \quad T_1(j\omega) \quad T_2(j\omega) \quad \dots] \quad (4.44)$$

et

$$\mathcal{L}^T = [\dots \quad L_{-2}(j\omega) \quad L_{-1}(j\omega) \quad L_0(j\omega) \quad L_1(j\omega) \quad L_2(j\omega) \quad \dots] \quad (4.45)$$

la matrice  $\mathbb{L}$  étant définie de manière analogue à la relation (4.41) en termes de fonctions  $L_k(j\omega)$ . La matrice  $\mathbb{I}$  désigne quant à elle la matrice identité de dimension infinie.

Théorème 3

La réponse fréquentielle non stationnaires  $S(j\omega, t)$  est donnée par :

$$S(j\omega, t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} S_k(j\omega) e^{jk\omega_0 t}, \quad (4.46)$$

les réponses fréquentielles  $S_k(j\omega)$  étant issues du produit matriciel :

$$\mathcal{S} = (\mathbb{I} + \mathbb{L})^{-1} \mathcal{J}, \quad (4.47)$$

où les vecteurs  $\mathcal{S}$  et  $\mathcal{J}$  sont respectivement donnés par :

$$\mathcal{S}^T = [\dots \quad S_{-2}(j\omega) \quad S_{-1}(j\omega) \quad S_0(j\omega) \quad S_1(j\omega) \quad S_2(j\omega) \quad \dots], \quad (4.48)$$

et

$$\mathcal{J}^T = [\dots \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad \dots]. \quad (4.49)$$

les matrices  $\mathbb{I}$  et  $\mathbb{L}$  étant définies de la même façon que dans le théorème 2.

Théorème 4

La réponse fréquentielle non stationnaire  $PS(j\omega, t)$  est donnée par :

$$PS(j\omega, t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} PS_k(j\omega) e^{jk\omega_0 t}, \quad (4.50)$$

les réponses fréquentielles  $PS_k(j\omega)$  étant issues du produit matriciel :

$$\mathcal{P}\mathcal{S} = (\mathbb{I} + \mathbb{P}\mathbb{C})^{-1}\mathcal{P}, \quad (4.51)$$

où le vecteur  $\mathcal{P}\mathcal{S}$  est donné par :

$$\mathcal{P}\mathcal{S}^T = [\cdots \quad PS_{-2}(j\omega) \quad PS_{-1}(j\omega) \quad PS_0(j\omega) \quad PS_1(j\omega) \quad PS_2(j\omega) \quad \cdots], \quad (4.52)$$

les matrices  $\mathbb{C}$  et  $\mathbb{P}$  et le vecteur  $\mathcal{P}$  étant respectivement définis de manière analogue aux relations (4.41), (4.41) et (4.40). La matrice  $\mathbb{I}$  désigne quant à elle la matrice identité de dimension infinie.

### Théorème 5

La réponse fréquentielle non stationnaire  $R(j\omega, t)$  est donnée par :

$$R(j\omega, t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} R_k(j\omega) e^{jk\omega_0 t}, \quad (4.53)$$

les réponses fréquentielles  $R_k(j\omega)$  étant issues du produit matriciel :

$$\mathcal{R} = (\mathbb{I} + \mathbb{C}\mathbb{P})^{-1}\mathcal{C}, \quad (4.54)$$

où le vecteur  $\mathcal{R}$  est donné par :

$$\mathcal{R}^T = [\cdots \quad R_{-2}(j\omega) \quad R_{-1}(j\omega) \quad R_0(j\omega) \quad R_1(j\omega) \quad R_2(j\omega) \quad \cdots], \quad (4.55)$$

les matrices  $\mathbb{P}$  et  $\mathbb{C}$  et le vecteur  $\mathcal{C}$  étant définis de manière analogue aux relations (4.41), (4.41) et (4.40). La matrice  $\mathbb{I}$  désigne quant à elle la matrice identité de dimension infinie.

## 4.4.3.4 *Stabilité des systèmes T-périodiques*

### 4.4.3.5.1 *Fonctions de transfert harmoniques*

Lorsque l'on excite un système T-périodique par un signal purement sinusoïdal, sa sortie n'est plus sinusoïdale mais reste périodique et est ainsi décomposable en série de Fourier. Cette remarque explique pourquoi il n'est pas possible de caractériser un système T-périodique au moyen d'une fonction de transfert classique. Afin d'étendre la notion de fonction de transfert au cas des systèmes T-périodiques, certains auteurs ont défini un nouveau type de signal d'excitation. Ce signal est connu dans la littérature [WER90] sous le nom de *signal périodique modulé exponentiellement* et est défini par :

$$u(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} u_k e^{p_k t}, \forall t \geq 0 \text{ et } p_k = p + jk\omega_0, p \in \mathbb{C}. \quad (4.56)$$

La sortie d'un système T-périodique excité par un signal périodique modulé exponentiellement est un signal du même type, soit :



$$y(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} y_k e^{p_k t}. \quad (4.57)$$

Une fonction de transfert, appelée *fonction de transfert harmonique*, peut alors être définie comme un opérateur  $\mathbb{H}(p)$  reliant les harmoniques de la sortie ( $y_k$ ) aux harmoniques de l'entrée ( $u_k$ ), soit :

$$y = \mathbb{H}(p)u, \quad (4.58)$$

avec

$$y^T = [\dots \ y_{-1} \ y_0 \ y_1 \ \dots] \quad \text{et} \quad u^T = [\dots \ u_{-1} \ u_0 \ u_1 \ \dots], \quad (4.59)$$

#### 4.4.3.5.2 *Lien entre fonctions de transfert harmoniques et réponses fréquentielles non stationnaires*

Pour  $p = j\omega$ , la fonction de transfert harmonique  $\mathbb{H}(p)$  est issue de la réponse du système T-périodique de réponse fréquentielle non stationnaire  $H(j\omega, t)$  au signal

$$u(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} e^{j(\omega + k\omega_0)t}. \quad (4.60)$$

D'après la relation (4.16) et pour  $p = j\omega$ , la fonction de transfert harmonique est donc donnée par :

$$\mathbb{H}(j\omega) = \begin{pmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \dots & H_0(j\omega - j2\omega_0) & H_{-1}(j\omega - j\omega_0) & H_{-2}(j\omega) & H_{-3}(j\omega + j\omega_0) & H_{-4}(j\omega + j2\omega_0) & \dots \\ \dots & H_1(j\omega - j2\omega_0) & H_0(j\omega - j\omega_0) & H_{-1}(j\omega) & H_{-2}(j\omega + j\omega_0) & H_{-3}(j\omega + j2\omega_0) & \dots \\ \dots & H_2(j\omega - j2\omega_0) & H_1(j\omega - j\omega_0) & H_0(j\omega) & H_{-1}(j\omega + j\omega_0) & H_{-2}(j\omega + j2\omega_0) & \dots \\ \dots & H_3(j\omega - j2\omega_0) & H_2(j\omega - j\omega_0) & H_1(j\omega) & H_0(j\omega + j\omega_0) & H_{-1}(j\omega + j2\omega_0) & \dots \\ \dots & H_4(j\omega - j2\omega_0) & H_3(j\omega - j\omega_0) & H_2(j\omega) & H_1(j\omega + j\omega_0) & H_0(j\omega + j2\omega_0) & \dots \\ \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix} \quad (4.61)$$

#### 4.4.3.5.3 *Extension du critère de Nyquist*

Ce critère est basé sur le lieu des valeurs propres de la fonction de transfert harmonique en boucle ouverte du système dont on étudie la stabilité.

##### Théorème 7 - Critère de Nyquist

Le système représenté par le schéma de la Figure 4.13 est stable en boucle fermée si et seulement si le lieu des valeurs propres de  $\mathbb{H}(j\omega)$  (relation (4.58)),  $\omega \in [-\omega_0/2, \omega_0/2]$ , entoure le point critique de coordonnées (-1, 0) dans le sens trigonométrique un nombre de

fois égal au nombre d'exposants caractéristiques à partie réelle positive du système en boucle ouverte [Rabenasolo, 1992].

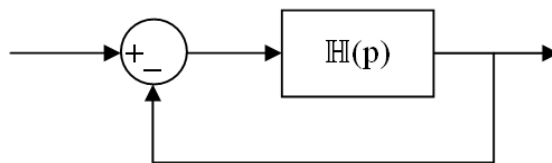


Figure 4.13 : Système en boucle fermée considéré dans le théorème 7

D'après la relation (4.61), le théorème 7 peut être appliqué grâce à la seule connaissance de la réponse fréquentielle non stationnaire de la boucle ouverte du système asservi étudié.

L'ensemble des théorèmes donnés précédemment se généralise très simplement au cas des systèmes multivariables. Les réponses fréquentielles non stationnaires manipulées sont alors des matrices de réponses fréquentielles et les opérations arithmétiques sur ces réponses fréquentielles deviennent des opérations matricielles. Il n'en est pas de même pour le théorème de Nyquist dont une généralisation est maintenant donnée.

#### Théorème 8 - Critère de Nyquist pour un système multivariable

Soit le contour de Nyquist  $\tilde{N}$  défini sur la Figure 4.14 et le système considéré illustré

Figure 4.15.

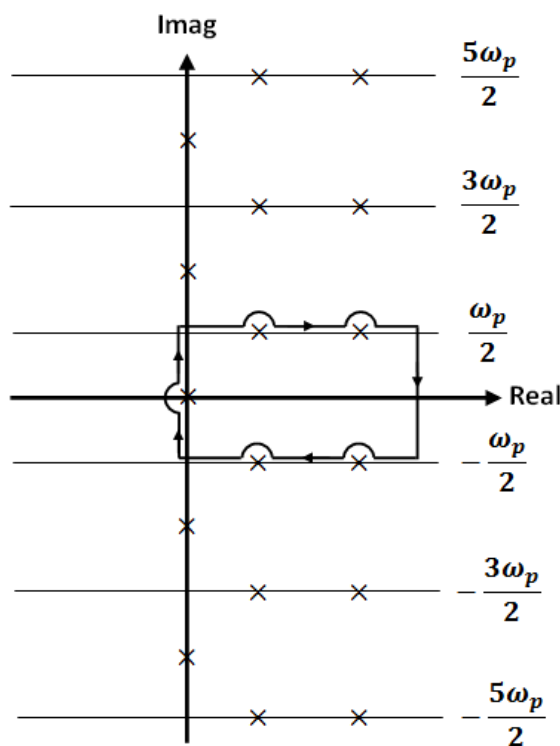


Figure 4.14 : Contour de Nyquist  $\tilde{N}$  considéré (les  $\times$  représentent les exposants caractéristiques du système en boucle ouverte)

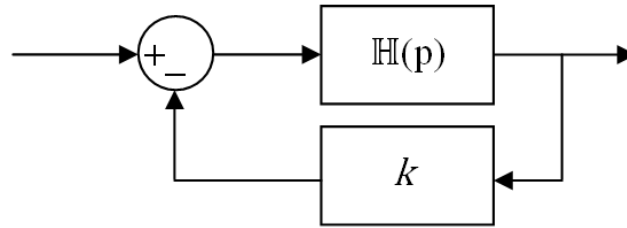


Figure 4.15: Système en boucle fermée considéré dans le théorème 8

Le système en boucle fermée de la Figure 4.15 est stable si et seulement si [Wereley, 1991] :

- $\det[k\mathbb{H}(p)] \neq 0 \forall p \in \tilde{N}_f$
- et le lieu de  $\det[k\mathbb{H}(p)]$  entoure, lorsque  $p$  parcourt le contour de Nyquist  $\tilde{N}$ , le point critique  $(-1,0)$  dans le sens trigonométrique un nombre de fois égal au nombre d'exposants caractéristiques à partie réelles positives du système représenté par  $\mathbb{H}(p)$ .

## 4.5 Application à la réduction des charges sur une éolienne

### 4.5.1 Identification du modèle multivariable du système à réguler

Le logiciel *FAST* – et principalement son extension *SIMULINK*<sup>®</sup> (Figure 4.16) – est utilisé dans ce paragraphe pour les simulations sur le contrôle du pitch visant à réduire les charges sur l'éolienne. Le type d'éolienne modélisé est du même type que dans le chapitre 3 : architecture MADA, puissance nominale de 1.5 MW, diamètre du rotor de 70 mètres, hauteur du mât de 84 mètres et pales à angle de pitch variable (Annexe A pour plus de détails).

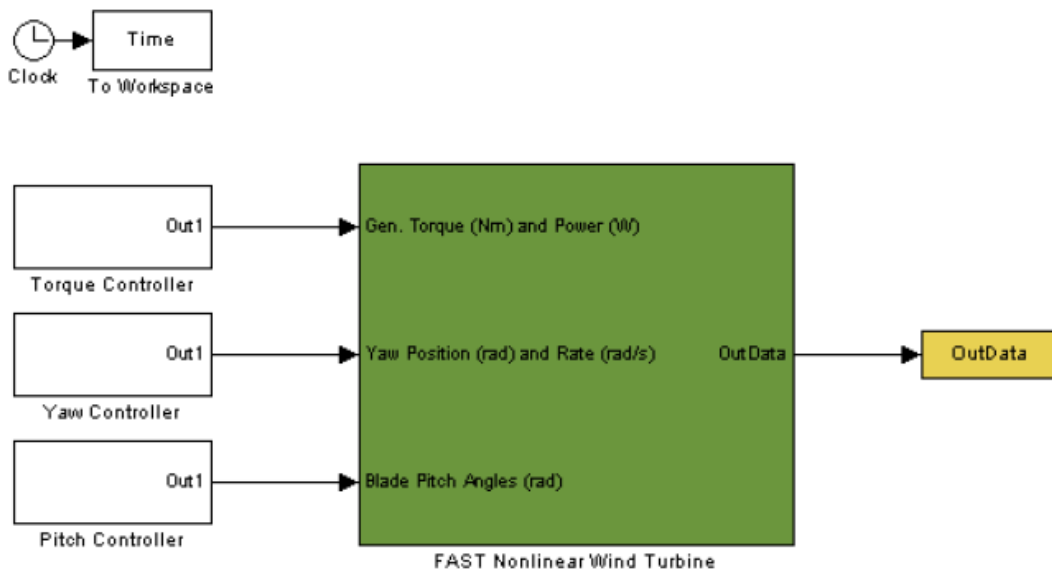


Figure 4.16 : Schéma bloc *SIMULINK*<sup>®</sup> du modèle d'éolienne *FAST* en boucle ouverte.

Le logiciel *FAST* nous permet de simuler l'influence du pitch (action sur « Blade Pitch Angle ») sur les moments subis par la nacelle selon les axes  $\vec{Y}_{NR}$  (mouvement de tangage) et  $\vec{Z}_{NR}$  (mouvement de lacet) – sorties disponibles dans le bloc « OutData » de la Figure 4.16. Seule la rotation du rotor est autorisée comme degré de liberté (voir Tableau 3.3). Les pales et la tour sont ainsi considérées rigides et les vents utilisés sont considérés idéaux (vitesse selon une seule direction et pas d'effet de cisaillement).

Pour synthétiser le régulateur cyclique, il est nécessaire de disposer du transfert suivant :

$$\begin{pmatrix} M_y(j\omega) \\ M_z(j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11}(j\omega, t) & H_{12}(j\omega, t) \\ H_{21}(j\omega, t) & H_{22}(j\omega, t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta_y(j\omega) \\ \theta_z(j\omega) \end{pmatrix}. \quad (4.62)$$

où  $M_y$  et  $M_z$  sont respectivement les sorties correspondantes aux moments en tangage selon  $\vec{Y}_{NR}$  et lacet selon  $\vec{Z}_{NR}$  ; et  $\theta_y$  et  $\theta_z$  sont respectivement les commandes du pitch selon  $\vec{Y}_{NR}$  et  $\vec{Z}_{NR}$ .

Pour déterminer le comportement dynamique recherché, un échelon est mis en entrée sur chaque commandes  $\theta_y$  et  $\theta_z$ . Le modèle de l'éolienne comprend un asservissement en puissance réalisé par le contrôle collectif du pitch et le contrôle du couple de la génératrice. Ces éléments affectent les réponses aux échelons qui sont présentées sur la Figure 4.17.

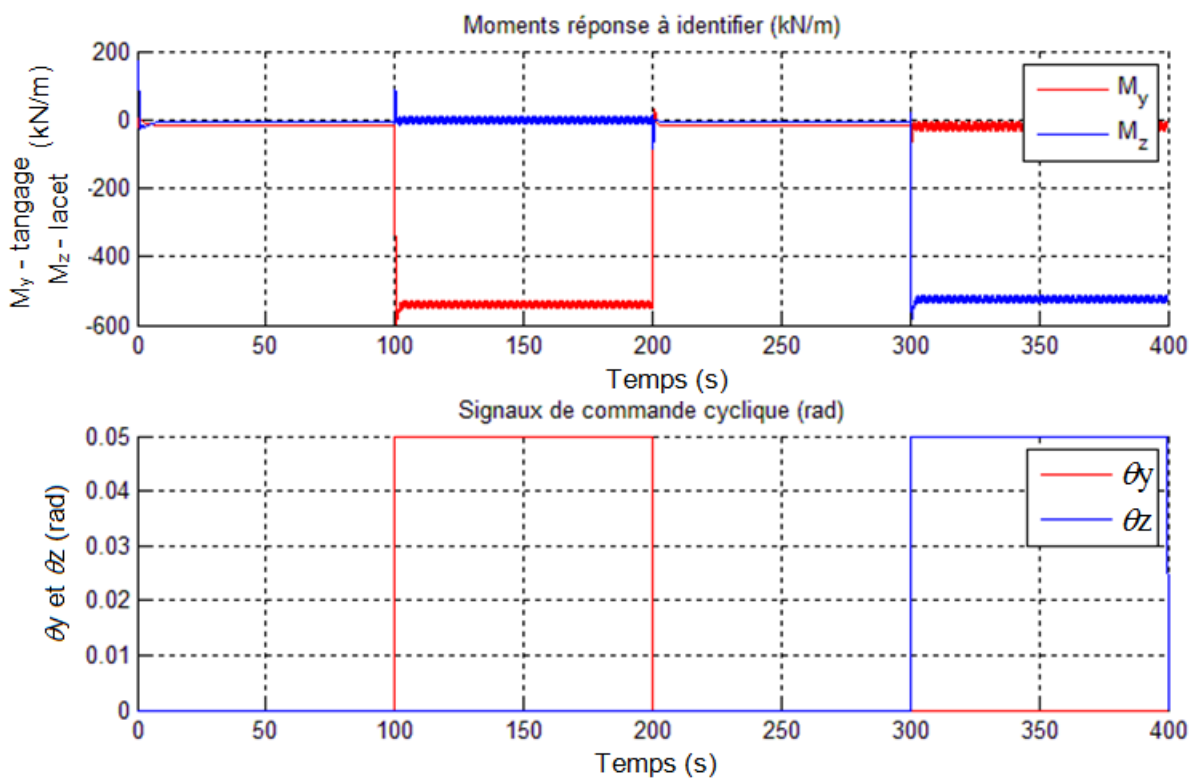


Figure 4.17 : Réponse du système à des échelons de 0.05 radians sur chaque entrée

Ces réponses indicielles permettent de déduire le type de comportement dynamique liant les angles aux couples. Trois phénomènes sont notables :

- une réponse de type 2<sup>ème</sup> ordre présentant des oscillations sinusoïdales autour de la valeur finale
- un découplage du système (la commande  $\theta_y$  {resp.  $\theta_z$ } n'influence pas la valeur moyenne de la sortie  $M_z$  {respectivement  $M_y$ }) du fait d'un choix approprié du paramètre  $\varphi$  dans la relation (4.8)
- et des oscillations de forme légèrement triangulaire sur  $M_z$  {respectivement  $M_y$ } lors de l'échelon sur  $\theta_y$  {respectivement  $\theta_z$ } (Figure 4.18).

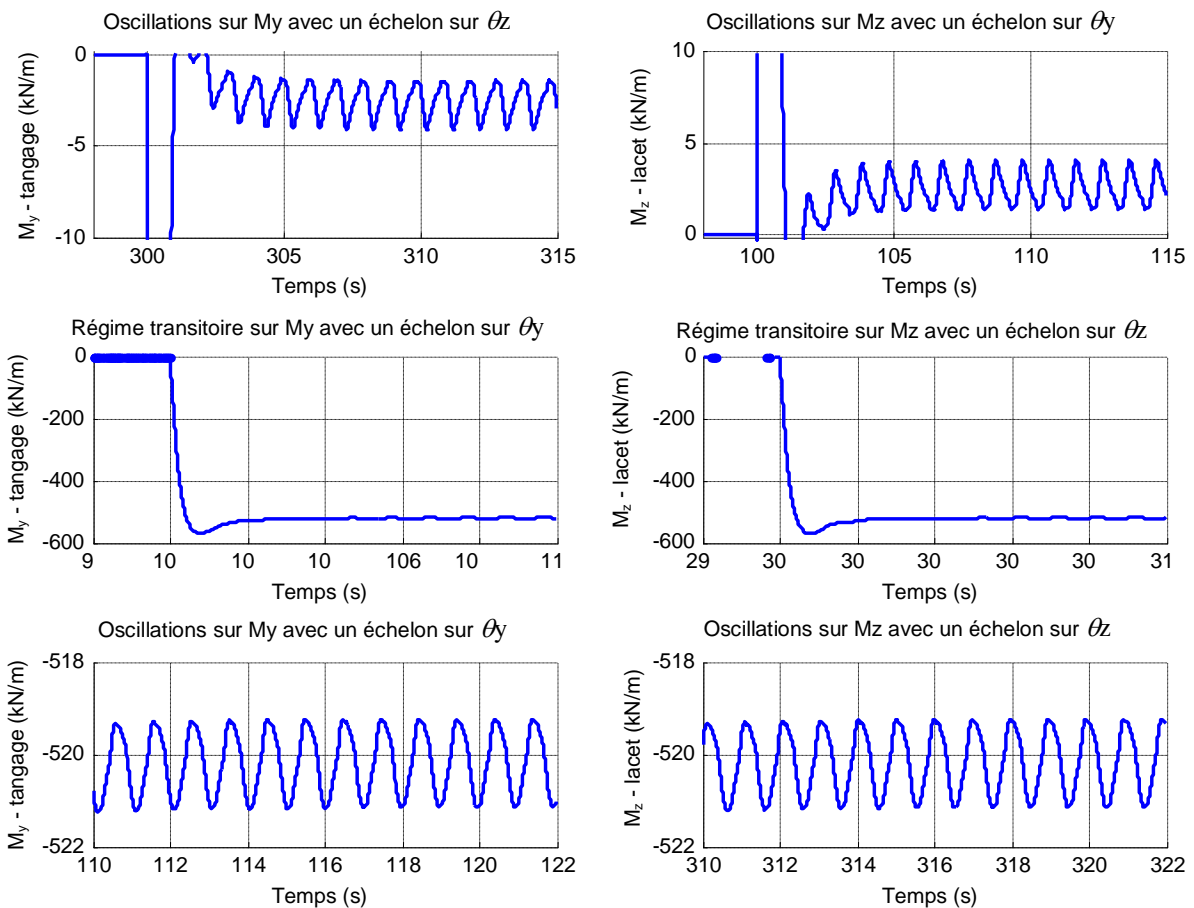


Figure 4.18 : Zoom sur les trois caractéristiques de la réponse du système

Les considérations précédentes conduisent à introduire des systèmes du 2<sup>nd</sup> ordre pour les comportements dynamiques observés, un développement en série de Fourier d'ordre 1 pour représenter les oscillations sinusoïdales, et développement en série de Fourier d'ordre 2 pour les oscillations légèrement triangulaires. Nous obtenons ainsi une représentation d'état de la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \ddot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_2 \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} + B(t) \begin{pmatrix} \theta_y \\ \theta_z \end{pmatrix}, \quad (4.63)$$

$$\begin{pmatrix} M_y \\ M_z \end{pmatrix} = C \begin{pmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix}.$$

et plus précisément :

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \ddot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\omega_n^2 & -2z\omega_n & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\omega_n^2 & -2z\omega_n \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_{110} + B_{11} \sin(3\omega_0 t + \varphi_1) & B_{120} + \sum_{n=1}^2 B_{12i} \sin(3n\omega_0 t + \varphi_{1i}) \\ 0 & 0 \\ B_{210} + \sum_{n=1}^2 B_{21i} \sin(3n\omega_0 t + \varphi_{2i}) & B_{220} + B_{22} \sin(3\omega_0 t + \varphi_2) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \theta_y \\ \theta_z \end{pmatrix} \quad (4.64)$$

$$\begin{pmatrix} M_y \\ M_z \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} K * \omega_n^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K * \omega_n^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} \quad (4.65)$$

Les valeurs numériques des coefficients utilisés dans la relation (4.64) sont obtenues à l'aide d'une fonction d'optimisation visant à réduire les différences de comportement dynamique du modèle *FAST* et du modèle de la relation (4.64)-(4.65). Les valeurs numériques obtenues sont regroupées dans le Tableau 4.2:

$B_{110} = B_{220} = 1$
$B_{11} = B_{22} = 0.003$
$B_{120} = B_{210} = 0.0052 \parallel B_{12i} = B_{21i} = 0.004$
$\varphi_1 = -47^\circ \parallel \varphi_2 = -30^\circ$
$\varphi_{21} = -95^\circ \parallel \varphi_{11} = 80^\circ$
$\varphi_{22} = -115^\circ \parallel \varphi_{12} = -00^\circ$
$K = -10403 \parallel \omega_n = 5 \text{ rad.s}^{-1} \parallel z = 0.6$

Tableau 4.2 : Valeurs numériques identifiées pour la représentation d'état du système

Avec ces valeurs numériques, les simulations obtenues avec *FAST* sont comparées Figure 4.19 aux réponses temporelles obtenues avec le modèle identifié précédemment.

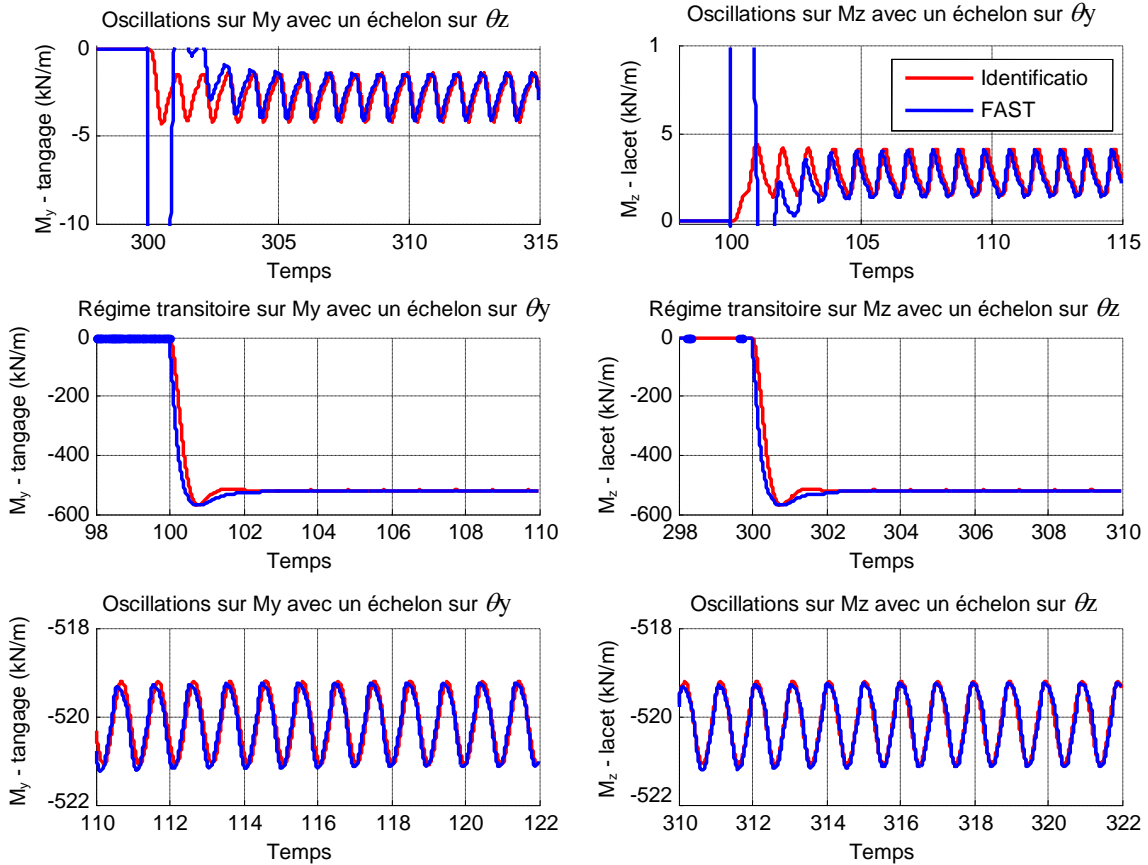


Figure 4.19 : Comparaison entre le modèle *FAST* et le modèle identifié

La Figure 4.19 permet de conclure que l'identification des oscillations est satisfaisante. La dynamique des transferts directs  $M_y(\theta_y)$  et  $M_z(\theta_z)$  est captée par le modèle, même si les courbes ne sont pas totalement confondues. Les régimes transitoires des transferts croisés  $M_z(\theta_y)$  et  $M_y(\theta_z)$  (courbe en haut) font apparaître un niveau moyen très faible comparés aux termes non croisés. Ces courbes valident donc le choix du paramètre  $\varphi$  de la relation (4.8) pour le découplage vis-à-vis des valeurs moyennes. Malgré un niveau d'oscillation comparable au niveau des termes non croisés, les termes croisés seront négligés par la suite.

#### 4.5.2 Calcul du transfert multivariable non-stationnaire

Selon le paragraphe précédent, la représentation d'état du système considéré peut se mettre sous la forme suivante :

La matrice  $B(t)$  est non stationnaire périodique, et peut donc être développée en série de Fourier :

$$\begin{aligned} \sin(3n\omega_0 t + \varphi_B) &= \cos(3n\omega_0 t) \sin(\varphi_B) + \sin(3n\omega_0 t) \cos(\varphi_B) \\ &= \frac{\sin(\varphi_B)}{2} (e^{j3n\omega_0 t} + e^{-j3n\omega_0 t}) + \frac{\cos(\varphi_B)}{2j} (e^{j3n\omega_0 t} - e^{-j3n\omega_0 t}) \end{aligned} \quad (4.66)$$

soit :

$$\sin(3n\omega_0 t + \varphi_B) = \frac{1}{2} [\sin(\varphi_B) - j \cos(\varphi_B)] e^{j3n\omega_0 t} + \frac{1}{2} [\sin(\varphi_B) + j \cos(\varphi_B)] e^{-j3n\omega_0 t} \quad (4.67)$$

Selon la relation (4.31) et dans le cadre de la définition de la réponse fréquentielle non stationnaire du système (4.63), la matrice suivante est obtenue :

$$\mathcal{B}^T = (\dots \ 0 \ B_{-6} \ 0 \ 0 \ B_{-3} \ 0 \ 0 \ B_0 \ 0 \ 0 \ B_3 \ 0 \ 0 \ B_6 \ 0 \ \dots)^T. \quad (4.68)$$

La dimension de la matrice peut être réduite en posant  $\omega' = 3\omega_0$ , ce qui simplifiera les calculs pas la suite, soit :

$$\mathcal{B}'^T = (\dots \ 0 \ B_{-2} \ B_{-1} \ B_0 \ B_1 \ B_2 \ 0 \ \dots) \quad (4.69)$$

avec :

$$B_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_{110} & B_{120} \\ 0 & 0 \\ B_{210} & B_{220} \end{bmatrix}, \quad (4.70)$$

$$B_{-1} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_{11}[\sin(\varphi_1) + j \cos(\varphi_1)] & B_{1,2}[\sin(\varphi_{11}) + j \cos(\varphi_{11})] \\ 0 & 0 \\ B_{2,1}[\sin(\varphi_{21}) + j \cos(\varphi_{21})] & B_{22}[\sin(\varphi_2) + j \cos(\varphi_2)] \end{bmatrix}, \quad (4.71)$$

$$B_1 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_{11}[\sin(\varphi_1) - j \cos(\varphi_1)] & B_{1,2}[\sin(\varphi_{11}) - j \cos(\varphi_{11})] \\ 0 & 0 \\ B_{2,1}[\sin(\varphi_{21}) - j \cos(\varphi_{21})] & B_{22}[\sin(\varphi_2) - j \cos(\varphi_2)] \end{bmatrix}, \quad (4.72)$$

$$B_{-2} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & B_{1,2}[\sin(\varphi_{12}) + j \cos(\varphi_{12})] \\ 0 & 0 \\ B_{2,1}[\sin(\varphi_{22}) + j \cos(\varphi_{22})] & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.73)$$

$$B_2 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & B_{1,2}[\sin(\varphi_{12}) - j \cos(\varphi_{12})] \\ 0 & 0 \\ B_{2,1}[\sin(\varphi_{22}) - j \cos(\varphi_{22})] & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.74)$$

D'après la proposition 2, il est possible d'obtenir le transfert non stationnaire suivant :

$$\mathcal{H} = \mathbb{C}(\mathbb{N} - \mathbb{A})^{-1} \mathcal{B}. \quad (4.75)$$



Les matrices  $\mathbb{A}$  et  $\mathbb{C}$  étant stationnaires, elles sont diagonales selon (4.32) et (4.34), tout comme  $\mathbb{N}$  selon (4.33).

En considérant que  $(\mathbb{N}-\mathbb{A})$  est inversible, l'expression des coefficients de  $\mathcal{H}$  est :

$$\mathcal{H} = \mathbb{C}(\mathbb{N} - \mathbb{A})^{-1} \begin{bmatrix} B_{-2} \\ B_{-1} \\ B_0 \\ B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \text{diag}(\mathbb{C}(\mathbb{N}_i - \mathbb{A})^{-1}) \begin{bmatrix} B_{-2} \\ B_{-1} \\ B_0 \\ B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{-2} \\ H_{-1} \\ H_0 \\ H_1 \\ H_2 \end{bmatrix}, \quad (4.76)$$

avec :

$$i \in N \cap [-2; 2], \quad (4.77)$$

$$H_0 = C(I_4 j \omega - A)^{-1} B_0, \quad (4.78)$$

$$H_1 = C(I_4 j(\omega + 3\omega_0) - A)^{-1} B_1, \quad (4.79)$$

$$H_{-1} = C(I_4(\omega - 3\omega_0) - A)^{-1} B_{-1}, \quad (4.80)$$

$$H_2 = C(I_4 j(\omega + 6\omega_0) - A)^{-1} B_2 \quad (4.81)$$

$$\text{et } H_{-2} = C(I_4(\omega - 6\omega_0) - A)^{-1} B_{-2}. \quad (4.82)$$

Chaque fonction de transfert  $H_i$  correspond au transfert multivariable de l'harmonique  $i$  sous forme d'exponentielle complexe selon (4.28):

$$\begin{pmatrix} M_y(j\omega) \\ M_z(j\omega) \end{pmatrix} = \left( \sum_{n=-2}^2 H_{3n}(j\omega) \exp(j3n\omega_0 t) \right) \begin{pmatrix} \theta_y(j\omega) \\ \theta_z(j\omega) \end{pmatrix}, \quad (4.83)$$

transfert que l'on peut mettre également sous la forme en introduisant les fonctions sinus/cosinus :

$$\begin{pmatrix} M_y(j\omega) \\ M_z(j\omega) \end{pmatrix} = \left( \sum_{n=0}^2 (H_{3nC}(j\omega) \cos(3n\omega_0 t) + H_{3nS}(j\omega) \sin(3n\omega_0 t)) \right) \begin{pmatrix} \theta_y(j\omega) \\ \theta_z(j\omega) \end{pmatrix} \quad (4.84)$$

avec :

$$H_{3nC}(j\omega) = H_{3n}(j\omega) + H_{-3n}(j\omega) \quad \text{et} \quad H_{3nS}(j\omega) = j(H_{3n}(j\omega) - H_{-3n}(j\omega)) \quad (4.85)$$

### 4.5.3 Validation du transfert multivariable non-stationnaire

Afin de valider les résultats obtenus au paragraphe précédent, le comportement du système est simulé grâce au schéma SIMULINK<sup>®</sup> de la Figure 4.20.

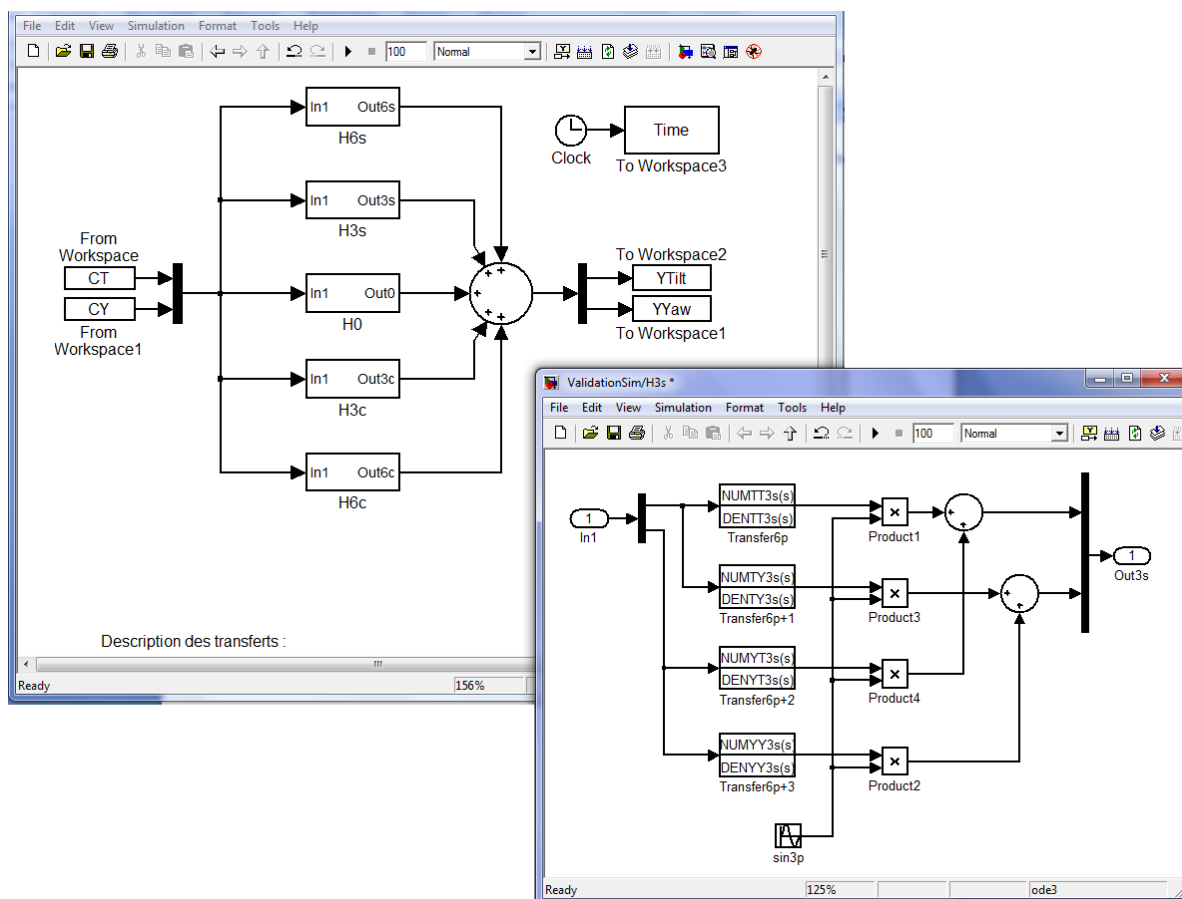


Figure 4.20 : Schéma SIMULINK<sup>®</sup> pour la validation de la représentation par réponse fréquentielle non stationnaire

Les sorties du système représenté par des réponses fréquentielles non stationnaires sont strictement identiques à celles issues de la représentation d'état (4.63) et qui sont représentées par la Figure 4.19. Cela permet de valider l'expression des transferts harmoniques et la méthodologie employée.

### 4.5.4 Synthèse du régulateur

Notre objectif est de limiter voire annuler les efforts induits sur l'éolienne pour réduire la fatigue de la chaîne cinématique et le risque de défauts ou de casse matérielle. Compte tenu de la nature des signaux de la Figure 4.17, nous chercherons dans un premier temps à annuler les valeurs moyennes des couples résultants  $M_y$  et  $M_z$  (objectifs de réduire ces efforts), puis contrer les oscillations dans un second temps. Les deux études sont explicitées ci-après et donnent lieu à la réalisation de deux régulateurs.

4.5.4.1 *Annulation de la valeur moyenne*

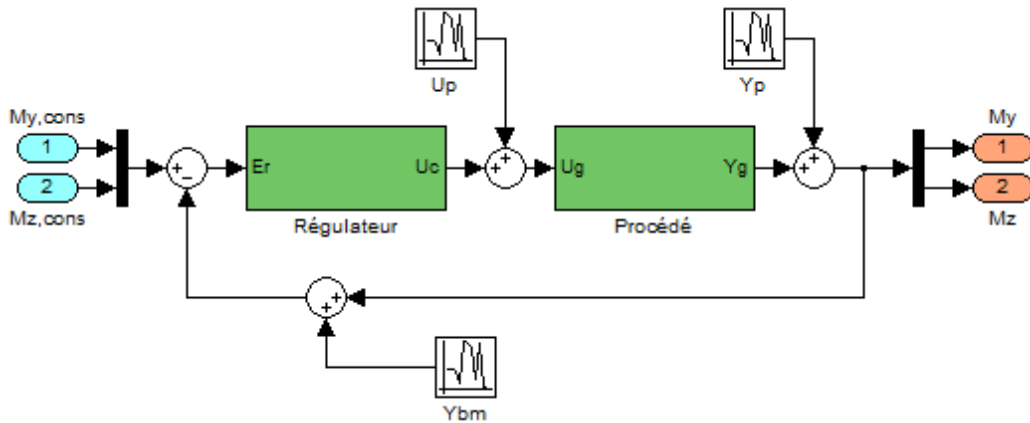


Figure 4.21 : Système en boucle fermée pour l’annulation des moments transmis à la nacelle

L’objectif qui consiste à annuler toute forme de variations des moments transmis à la nacelle peut être atteint à partir du système en boucle fermée de la Figure 4.21. Sur ce schéma les couples  $M_y$  et  $M_z$  sont régulés à 0 par une régulateur multivariable qui va à présent être synthétisé. Cette synthèse va se décomposer en deux parties : annulation de la valeur moyenne des couples puis réduction des oscillations.

L’annulation de la valeur moyenne des couples  $M_y$  et  $M_z$  peut s’obtenir en calculant un régulateur ne prenant en compte que la partie stationnaire de la réponse fréquentielle non stationnaire (4.84). D’un point de vue algébrique, cela revient à imposer au système en boucle ouverte à être décrit par la relation suivante :

$$\begin{pmatrix} M_{y0}(j\omega) \\ M_{z0}(j\omega) \end{pmatrix} = \beta_{BO}(j\omega) \begin{pmatrix} \varepsilon_y(j\omega) \\ \varepsilon_z(j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \beta_{BO}(j\omega) & 0 \\ 0 & \beta_{BO}(j\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varepsilon_y(j\omega) \\ \varepsilon_z(j\omega) \end{pmatrix} \quad (4.86)$$

avec

$$\beta_{BO}(j\omega) = \begin{pmatrix} \beta_{1,BO}(j\omega) & 0 \\ 0 & \beta_{2,BO}(j\omega) \end{pmatrix} \quad (4.87)$$

le système contrôlé étant décrit par la relation (4.84) avec  $N=0$ .

Pour les éléments de la matrice  $\beta_{BO}(j\omega)$  nous choisissons de synthétiser arbitrairement un régulateur CRONE de 2<sup>ème</sup> génération, soit selon les rappels faits au Chapitre 2 :

$$\beta_{1,BO}(j\omega) = \beta_{2,BO}(j\omega) = \left(1 + \frac{\omega_b}{j\omega}\right)^{n_b} \left(C_0 \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_h}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_b}}\right)^n \left(\frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_h}}\right)^{n_h} \quad (4.88)$$

avec :

$$\begin{aligned}
 n_b &= 2 \text{ (annulation de l'erreur de trainage),} \\
 n &= 1, n_h = 1, \omega_b = 0,1 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, \omega_h = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, \omega_u = 2 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\
 \text{et } C_0 &\text{ tel que } \beta_{i \in \{1,2\}, BO}(j\omega_u) = 1.
 \end{aligned} \tag{4.89}$$

Le régulateur stationnaire de fonction de transfert  $C(p)$  est calculé par inversion à partir de la relation :

$$C = \begin{pmatrix} C_{yy0} & C_{yz0} \\ C_{zy0} & C_{zz0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{yy0} & H_{yz0} \\ H_{zy0} & H_{zz0} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \beta_{BO11} & 0 \\ 0 & \beta_{BO22} \end{pmatrix}, \tag{4.90}$$

ce qui conduit à :

$$C(j\omega) = \begin{pmatrix} \frac{-0.02(j\omega)^2 - 0.12j\omega - 0.48}{(j\omega)^3 + 100(j\omega)^2 + 2500j\omega} & \frac{-0.0001(j\omega)^2 - 0.006j\omega - 0.025}{(j\omega)^3 + 100(j\omega)^2 + 2500j\omega} \\ \frac{-0.0001(j\omega)^2 - 0.006j\omega - 0.025}{(j\omega)^3 + 100(j\omega)^2 + 2500j\omega} & \frac{-0.02(j\omega)^2 - 0.12j\omega - 0.48}{(j\omega)^3 + 100(j\omega)^2 + 2500j\omega} \end{pmatrix} \tag{4.91}$$

Avant de valider ce résultat par le biais de simulations et du fait de la présence de termes non stationnaires dans le procédé qui n'ont pas été pris en compte lors de la synthèse du régulateur, nous devons nous assurer que le système bouclé est stable. Pour cela et conformément au théorème 7, le lieu de  $\det[C(p)]\mathbb{H}(p)$  lorsque  $p$  parcourt le contour de Nyquist  $\tilde{N}$  est représenté Figure 4.22. Ce lieu n'entoure pas le point critique  $(-1,0)$  et le système en boucle ouverte étant stable, on peut conclure quant à la stabilité *du système en boucle fermée*.

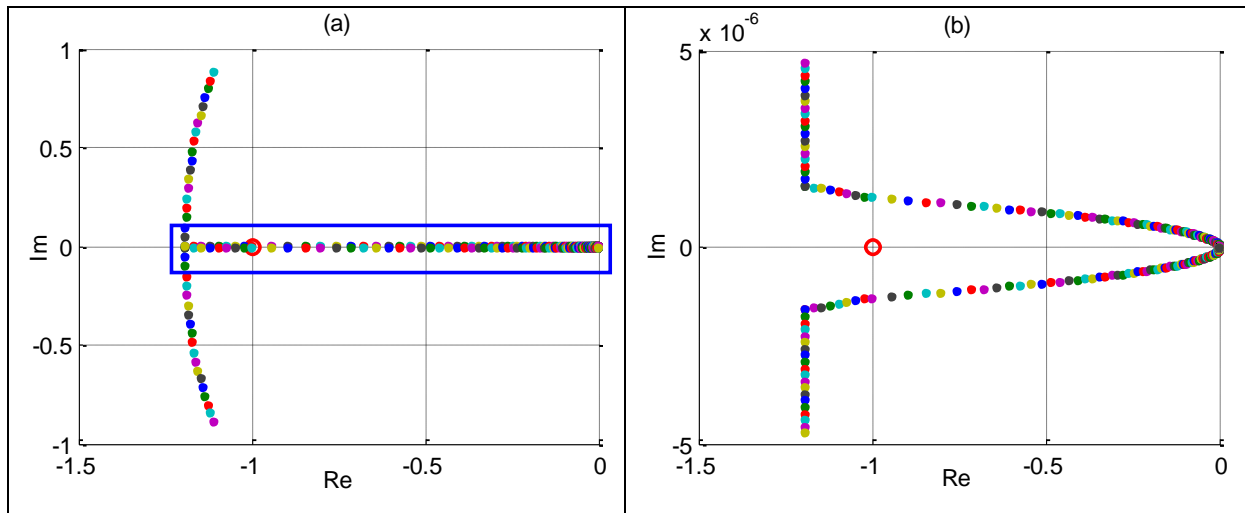


Figure 4.22 : Lieu de  $\det[C(p)]\mathbb{H}(p)$  lorsque  $p$  parcourt le contour de Nyquist  $\tilde{N}$  (a) avec zoom autour du point critique (b).

Pour valider ce régulateur, le modèle de la Figure 4.16 est bouclé et une entrée de vent variable (variations explicitées Tableau 4.3) est utilisé pour solliciter l'éolienne. Un

coefficient de rugosité du sol de 0,2 est par ailleurs imposé. La Figure 4.23 représente les composantes du vent suivant les axes  $\vec{X}_{NR}$ ,  $\vec{Y}_{NR}$ ,  $\vec{Z}_{NR}$ .

	0-100 s	100-200 s	200-300 s
<b>Valeur moyenne du vent (m/s)</b>	18	16,5	16,5
<b>Orientation horizontale (deg)</b>	0	0	30
<b>Orientation verticale (deg)</b>	0	29	29

Tableau 4.3 : Variations du vent en entrée du modèle

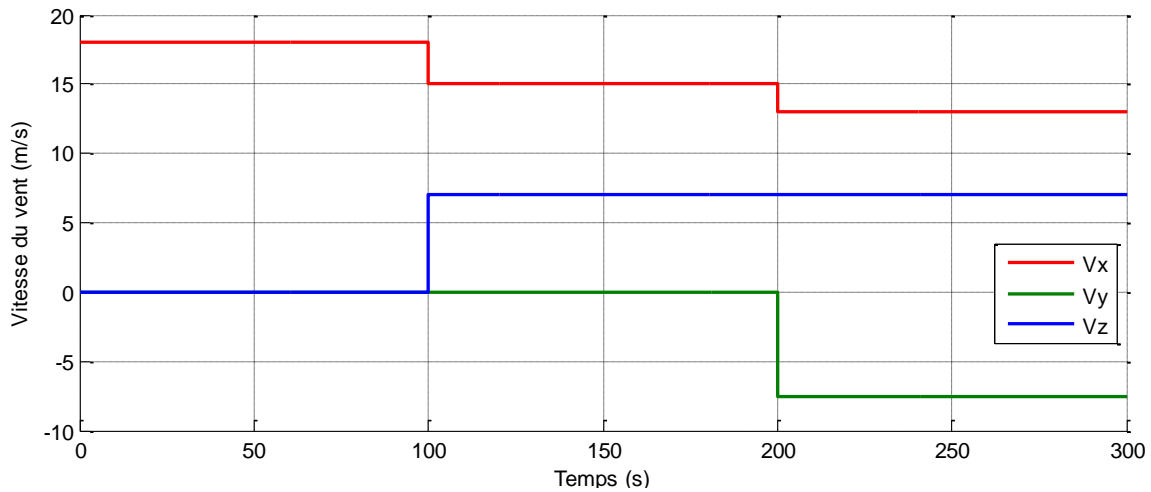


Figure 4.23 : Variations des vitesses du vent selon les axes  $\vec{X}_{NR}$ ,  $\vec{Y}_{NR}$ ,  $\vec{Z}_{NR}$ .

Les variations de la commande en pitch collectif  $\theta_i$  de la pale  $i$  (consigne pour l'asservissement de pitch) sont illustrées Figure 4.24. Comme expliqué précédemment, l'angle de pitch est autorisé à varier entre  $0^\circ$  et  $24^\circ$  (selon constructeur) sur la Zone 4 de fonctionnement avant la mise en drapeau (angle de  $90^\circ$ ).

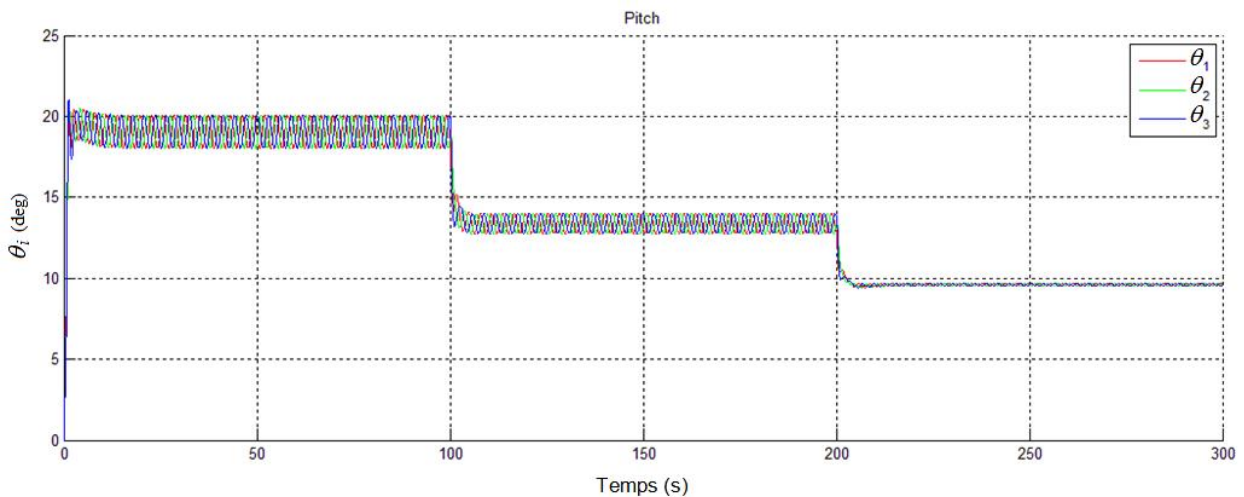


Figure 4.24 : Allure des commandes d'angle de pitch pour chaque pale

Les oscillations déphasées de  $120^\circ$  correspondent à la commande cyclique autour de la valeur moyenne du pitch collectif. Cette valeur moyenne varie en fonction de la vitesse du vent  $V_x$  parallèle à l'axe de rotation (suivant la consigne collective théorique Figure 4.25). Il faut en effet augmenter la prise au vent pour maintenir la vitesse  $\omega_r$  constante lorsque  $V_x$  diminue. Nous observons également que l'amplitude des oscillations diminue. En effet, la correction à apporter pour annuler la valeur moyenne est moins importante lorsque le vent diminue (illustré Figure 4.26).

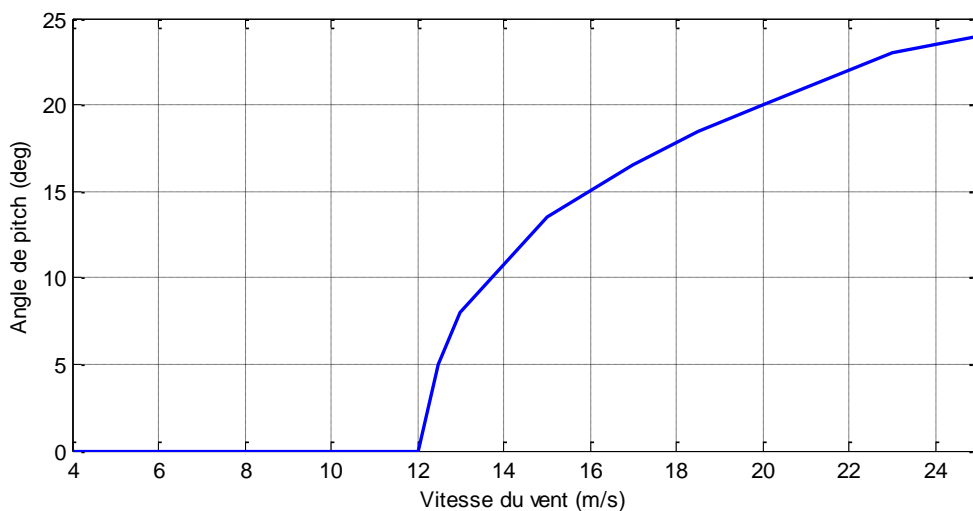


Figure 4.25 : Évolution de la consigne du pitch collectif selon la vitesse du vent

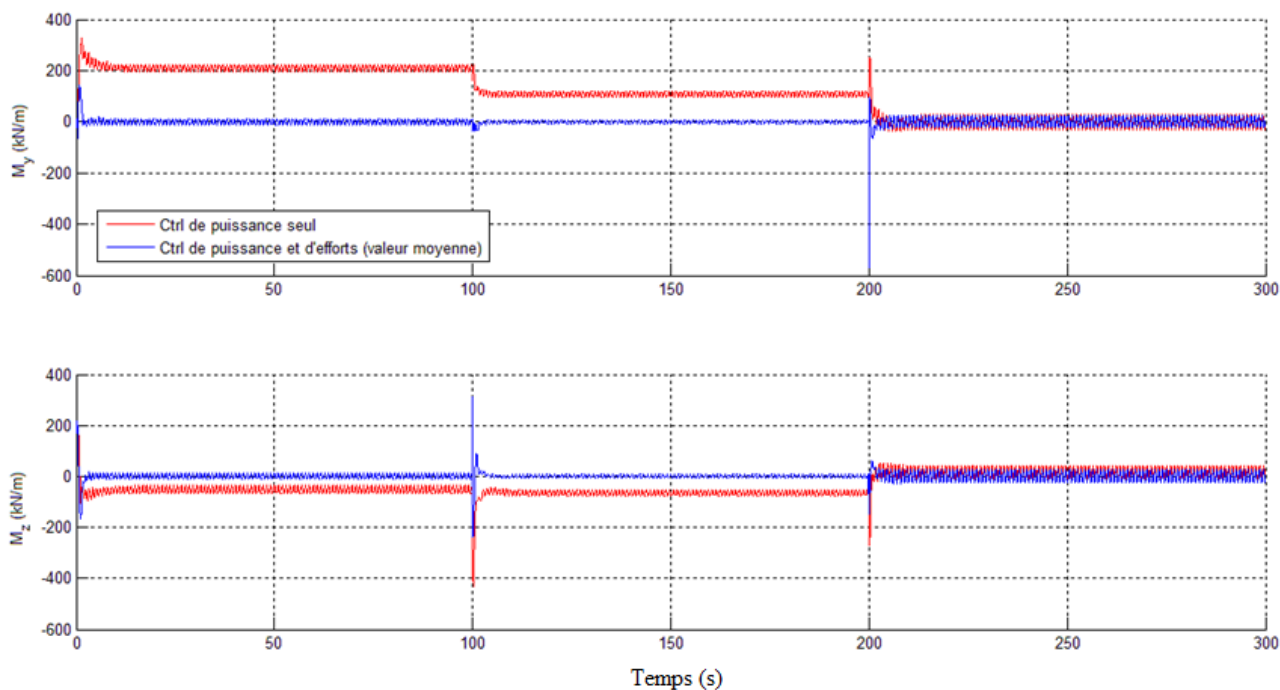


Figure 4.26 : Comparaison des réponses du système avec et sans régulateur cyclique

La Figure 4.26 présente les résultats de simulation obtenus pour les couples  $M_y$  et  $M_z$ . La valeur moyenne de ces couples est annulée alors que cette valeur atteignait  $200 \text{ kN.m}^{-1}$  sans asservissement et pour le même vent. Notre objectif est désormais de supprimer les oscillations résiduelles, en générant une commande cyclique sinusoidale.

#### 4.5.4.2 Réduction des oscillations

##### 4.5.4.2.1 Principe

La valeur moyenne des moments en tangage et en lacet subis par l'arbre de transmission étant annulée par le premier régulateur, des oscillations liées à ces efforts sont encore présentes autour de 0. Ces oscillations apparaissent pour des pulsations multiples de  $3\omega_{rot}$ . Pour les contrer, nous voulons injecter un signal de commande  $(\theta_y, \theta_z)$  sinusoidal de même période et de même amplitude.

L'annulation des oscillations de couple nécessite donc la mesure de leur amplitude. Pour cela, la partie oscillatoire résiduelle de couple est décomposé sous la forme :

$$M_{osc} = A_c \cos(3\omega_{rot}t) + A_s \sin(3\omega_{rot}t). \quad (4.92)$$

Un détecteur synchrone est alors utilisé pour identifier les amplitudes  $A_s$  et  $A_c$ . Son fonctionnement est présenté ci-après.

##### 4.5.4.2.2 Double détection synchrone

La double détection synchrone permet d'obtenir l'amplitude et le déphasage d'un signal en supposant la fréquence de celui-ci connue. Cette méthode est souvent utilisée dans le secteur des télécoms pour démoduler un signal reçu ou pour filtrer des signaux de mesure bruités, préalablement modulés par une porteuse.

Soit  $x(t)$  le signal que l'on souhaite analyser, de pulsation  $\omega$  et défini sous la forme :

$$\begin{aligned} x(t) &= A_c \cos(\omega t) + A_s \sin(\omega t) = \chi \sin(\omega t + \gamma) \\ \text{avec } A_c &= \chi \sin(\gamma) \quad \text{et} \quad A_s = \chi \cos(\gamma). \end{aligned} \quad (4.93)$$

Dans le cadre de cette étude, nous recherchons les d'amplitudes  $(A_c, A_s)$  plutôt que  $(B, \varphi)$ . En multipliant le signal oscillant  $x(t)$  par  $\cos(\omega t)$  et  $\sin(\omega t)$ , on obtient alors deux signaux avec chacun une composante continue et une harmonique à la pulsation  $2\omega$ , soit :

$$\left\{ \begin{aligned} x(t) \cos(\omega t) &= \chi \sin(\omega t + \gamma) \cos(\omega t) = \frac{\chi}{2} (\cos(\gamma) - \cos(2\omega t + \gamma)) \\ x(t) \sin(\omega t) &= \chi \sin(\omega t + \gamma) \sin(\omega t) = \frac{\chi}{2} (\sin(\gamma) + \sin(2\omega t + \gamma)) \end{aligned} \right\} \quad (4.94)$$

ou encore :

$$\begin{cases} z_c(t) = x(t) \cos(\omega t) = \frac{A_s}{2} - \frac{\chi}{2} \cos(2\omega t + \gamma) \\ z_s(t) = x(t) \sin(\omega t) = \frac{A_c}{2} + \frac{\chi}{2} \sin(2\omega t + \gamma) \end{cases} \quad (4.95)$$

Si nous filtrons les signaux  $z_c(t)$  et  $z_s(t)$  par un passe-bas à la bonne fréquence (avec une pulsation de coupure  $\omega_c = \frac{3\omega}{10}$  par exemple), on peut récupérer les composantes continues  $\frac{A_s}{2}$  et  $\frac{A_c}{2}$ .

Cette détection synchrone peut s’implanter comme indiqué par le schéma Figure 4.27 , lui-même inséré dans le schéma illustré Figure 4.28. Ce dernier a pour but d’annuler les oscillations résiduelles d’amplitudes  $A_s$  et  $A_c$  (vecteur de dimension 2 sur le schéma car 2 couples sont considérés)

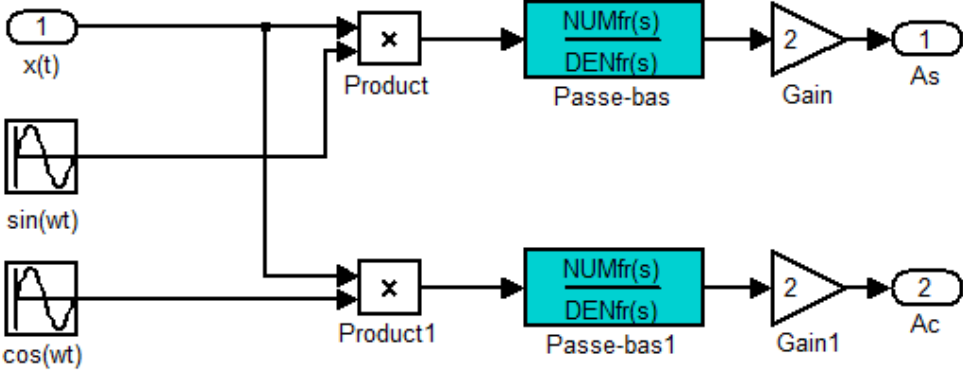


Figure 4.27 : Schéma SIMULINK® du détecteur synchrone

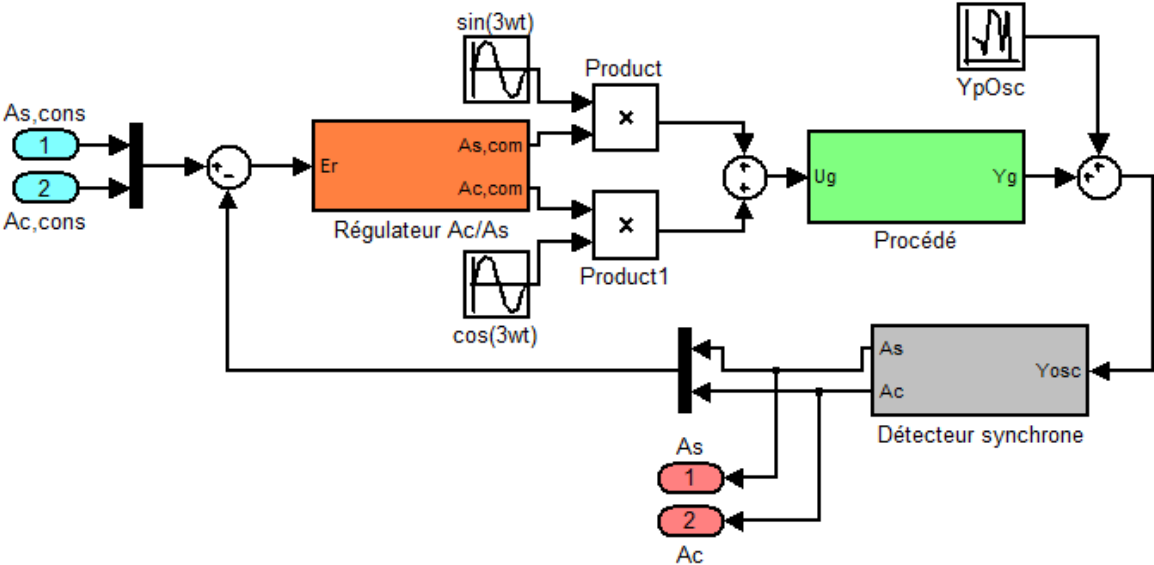


Figure 4.28 : Boucle de correction des oscillations



Soit  $F(j\omega) = \frac{1}{1+j\tau_f\omega}$  le filtre utilisé dans le détecteur synchrone, alors la représentation

d'état de ce dernier est définie par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{pmatrix} \dot{A}_s \\ \dot{A}_c \end{pmatrix} = A_D \begin{pmatrix} A_s \\ A_c \end{pmatrix} + B_D(t) M_{osc} \\ \begin{pmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{pmatrix} = C_D \begin{pmatrix} A_s \\ A_c \end{pmatrix} \end{array} \right\} \text{ avec} \quad (4.96)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} A_D = \frac{1}{\tau_f} I_2 ; \quad B_D(t) = \frac{2}{\tau_f} \begin{pmatrix} \cos(3\omega_{rot}t) \\ \sin(3\omega_{rot}t) \end{pmatrix} \\ C_D = I_2 \end{array} \right\}$$

Il s'agit d'un système dont la matrice de commande  $B_D(t)$  est non stationnaire. Pour obtenir la réponse fréquentielle de ce détecteur synchrone, il faut développer la matrice  $B_D(t)$  en série de Fourier, soit

$$B_D(t) = \frac{2}{\tau_f} \begin{pmatrix} \cos(3\omega_{rot}t) \\ \sin(3\omega_{rot}t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\tau_f} \begin{pmatrix} e^{3j\omega_{rot}t} + e^{-3j\omega_{rot}t} \\ e^{3j\omega_{rot}t} - e^{-3j\omega_{rot}t} \end{pmatrix}, \quad (4.97)$$

d'où :

$$\tilde{B}_D = \begin{bmatrix} B_{D-1} \\ B_{D0} \\ B_{D1} \end{bmatrix} \text{ avec } B_{D-1} = \begin{pmatrix} 1/\tau_f \\ -1/\tau_f \end{pmatrix}, \quad B_{D0} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad B_{D1} = \begin{pmatrix} 1/\tau_f \\ 1/\tau_f \end{pmatrix}. \quad (4.98)$$

Ainsi, pour la réponse fréquentielle non stationnaire du détecteur synchrone, il vient :

$$\tilde{H}_D = (C_D(N_i - A_D)^{-1}) \begin{bmatrix} B_{D-1} \\ B_{D0} \\ B_{D1} \end{bmatrix} = \text{diag}_{i=-1,0,1}(C_D(N_i - A_D)^{-1}) \begin{bmatrix} B_{D-1} \\ B_{D0} \\ B_{D1} \end{bmatrix}, \quad (4.99)$$

où :

$$\begin{aligned} H_{D0} &= C_D(I_2 j\omega - A_D)^{-1} B_{D0} = 0, \\ H_{D1} &= C_D(I_2 j(\omega + 3\omega_0) - A_D)^{-1} B_{D1}, \\ H_{D-1} &= C_D(I_2(\omega - 3\omega_0) - A_D)^{-1} B_{D-1}. \end{aligned} \quad (4.100)$$

#### 4.5.4.2.3 Identification et synthèse du régulateur

Le détecteur synchrone présenté précédemment rajoute une dynamique dans la boucle de commande. Préalablement à la synthèse des régulateurs annulant les oscillations résiduelles de couple, il est nécessaire de caractériser le comportement dynamique du système liant les amplitudes des oscillations des commandes de pitch ( $\theta_y, \theta_z$ ), soit quatre composantes (2 amplitudes cosinus et 2 amplitudes sinus), aux amplitudes des oscillations de couple ( $M_y, M_z$ ), soit également quatre composantes. Dans un premier temps et du fait du découplage du système grâce au paramètre  $\varphi$ , on considère le couple d'entrée/sortie ( $\theta_y, M_y$ ). Un échelon est

appliqué sur les commandes  $A_{c,com}$  et  $A_{s,com}$  (Figure 4.28) correspondant aux amplitudes en  $\cos$  et  $\sin$  de la commande cyclique avec des entrées nulles pour les commandes de pitch ( $\theta_y$ ,  $\theta_z$ ). Il est alors possible de caractériser le transfert entre ces signaux et la sortie du détecteur synchrone à partir des réponses obtenues Figure 4.29.

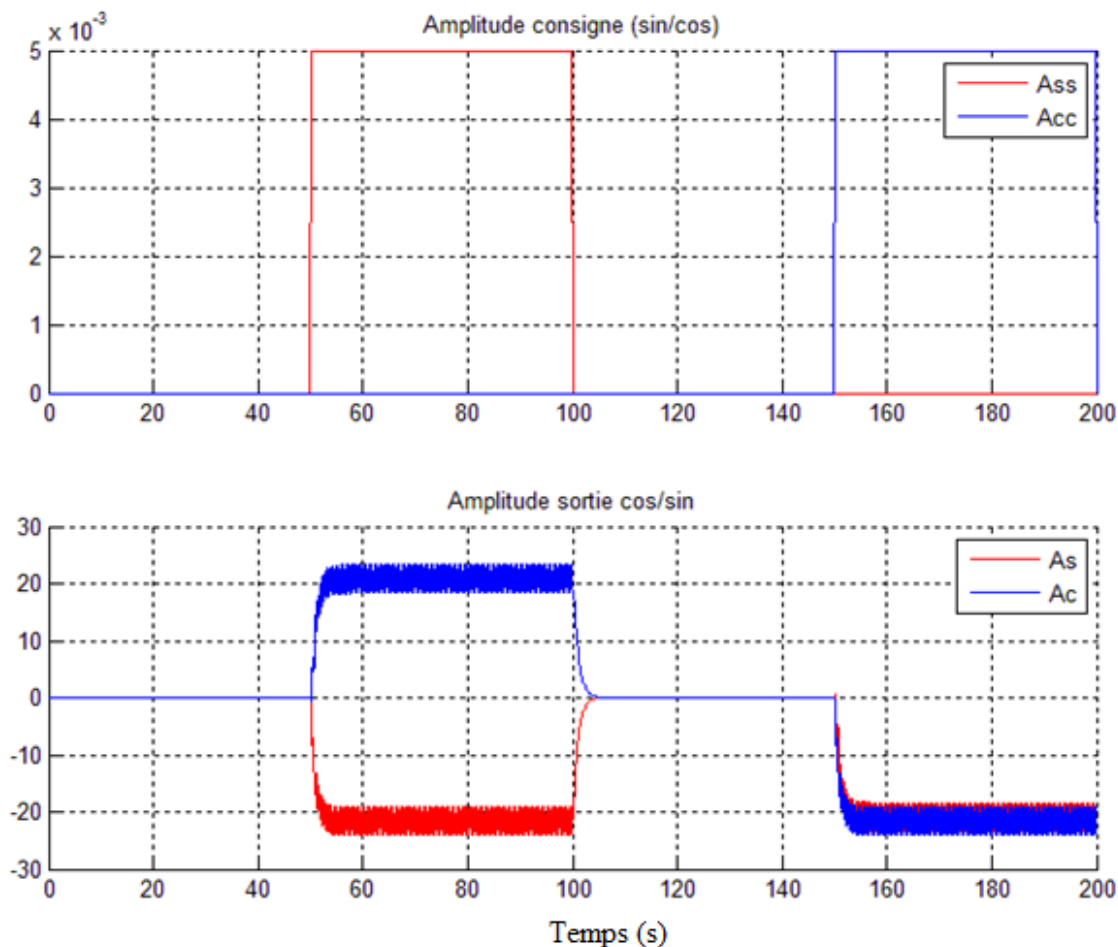


Figure 4.29 : Réponse du système à identifier

Les oscillations qui apparaissent sur les signaux ( $A_c$ ,  $A_s$ ) sont dues au filtre passe-bas du détecteur synchrone. Un compromis entre l'amplitude de ces oscillations et la rapidité du système de détection est en effet à trouver.

A la vue des réponses temporelles de la Figure 4.29, le système est caractérisable par la matrice de transfert :

$$\begin{pmatrix} A_c \\ A_s \end{pmatrix} = H_{3p}(j\omega) \begin{pmatrix} A_{cc} \\ A_{ss} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -4320 & 4163 \\ -4163 & -4320 \end{pmatrix} \frac{1}{1 + 2,5j\omega} \begin{pmatrix} A_{cc} \\ A_{ss} \end{pmatrix} \quad (4.101)$$

Pour la synthèse du régulateur et à partir de la matrice de transfert en boucle ouverte désirée et du procédé obtenu, le régulateur  $C_{3p}(j\omega)$  est calculé par inversion, de sorte que :

$$\beta_{3p}(j\omega) = \begin{pmatrix} \beta_{3p}(j\omega) & 0 \\ 0 & \beta_{3p}(j\omega) \end{pmatrix} = C_{3p}(j\omega)H_{3p}(j\omega) \quad (4.102)$$

avec :

$$\beta_{3p}(j\omega) = C_0 \left(1 + \frac{\omega_b}{s}\right)^{n_b} \begin{pmatrix} 1 + \frac{s}{\omega_h} \\ \frac{1 + \frac{s}{\omega_h}}{1 + \frac{s}{\omega_b}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_h}} \end{pmatrix}^{n_h}$$

où:  $n_b = 2$  pour annuler l'erreur de trainage

$$n_h = 1 \quad (4.103)$$

$$\omega_b = 0,1 \text{ rad/s}$$

$$\omega_h = 50 \text{ rad/s}$$

$$\omega_u = 2 \text{ rad/s}$$

et  $C_0$  tel que  $\beta_{3p}(j\omega_u) = 1$ .

Le régulateur suivant est alors obtenu :

$$\begin{pmatrix} A_{c,com} \\ A_{s,com} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \frac{1.503j\omega + 0.6011}{(j\omega)^3 + 100(j\omega)^2 + 2500j\omega} \begin{pmatrix} A_{cc} \\ A_{ss} \end{pmatrix} \quad (4.104)$$

Ce régulateur permettra de supprimer les oscillations du couple  $M_y$ . La même méthodologie est utilisée pour annuler les oscillations du couple  $M_z$ , le régulateur obtenu étant identique au régulateur (4.104).

Il est évident que les harmoniques rajoutés aux signaux  $\theta_y$  et  $\theta_z$ , vont traverser le système et notamment le système périodique caractérisé par la représentation d'état (4.63) ou encore le détecteur synchrone. De fait des harmoniques de pulsation supérieures vont apparaître et engendrer eux même d'autres harmoniques. Dans la synthèse du régulateur (4.104), ce bouclage n'a pas été pris en compte et une phase d'analyse en stabilité, analogue à celle effectuée au paragraphe 4.5.4.1 serait nécessaire.

#### 4.5.4.2.4 Résultats

La loi de commande complète, intégrant les corrections d'annulation de la valeur moyenne et des oscillations de couple, est simulée grâce au schéma Figure 4.30. Ce schéma fait apparaître plusieurs actions sur le pitch. En effet, dans la zone 4 de fonctionnement, une partie du contrôle en puissance de l'éolienne est assurée par le pitch via la consigne collective qui permet l'asservissement de la vitesse de rotation du rotor. Ce contrôle de puissance (via la

vitesse) est intégré dans le schéma sous la forme d'un régulateur PID (+ filtre) classique dont la synthèse n'est pas explicité dans ce manuscrit.

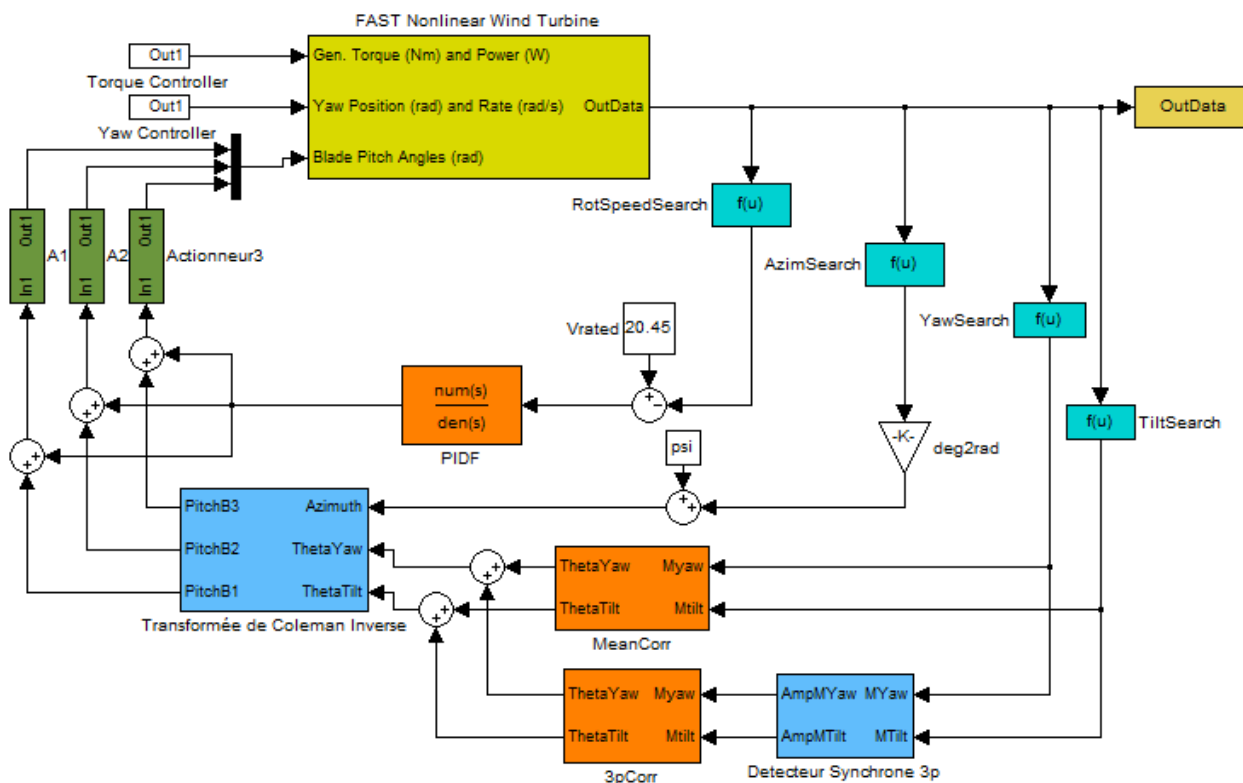


Figure 4.30 : Système complet

Le bloc *FAST Nonlinear Wind Turbine* est le modèle de l'éolienne considérée (identique au chapitre 3 et caractérisé en annexe A). Nous retrouvons les mêmes entrées en couple et puissance pour la génératrice, position et vitesse de rotation pour le yaw et position angulaire des pales pour le pitch. En sortie, l'ensemble des données est enregistré dans une matrice *OutData*. Nous venons sélectionner les sorties suivantes grâce aux quatre blocs de sélection : vitesse de rotation de l'arbre lent (*RotSpeedSearch*), l'azimuth du rotor (*AzimSearch*), les efforts en tilt (ou tangage) selon  $\vec{Y}_{NR}$  (*TiltSearch*) et les efforts en yaw (ou lacet) selon  $\vec{Z}_{NR}$  (*YawSearch*).

Le bloc *Détecteur Synchrone 3p* modélise le détecteur précédemment explicité, utile pour calculer l'amplitude des oscillations à contrer.

Le bloc *MeanCorr* représente le régulateur synthétisé paragraphe 4.5.4.1 qui annule les valeurs moyennes des couples  $M_y$  et  $M_z$ . Les consignes des moments en tilt et en yaw sont évidemment nulles car nous cherchons à supprimer complètement ces efforts d'où l'absence de comparateur avec une valeur de référence.

Le bloc *3pCorr* est le régulateur permettant de générer des signaux contraires aux oscillations des moments. Les deux blocs précédents constituent le système de régulation, objectif de cette étude.

Le bloc *Transformée de Coleman inverse* applique la transformée de Coleman inverse aux commandes ( $\theta_y, \theta_z$ ) et fournit les signaux de commande cyclique sinusoïdaux ( $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ ) pour chaque pale.

Enfin, les blocs *Actionneurs* représentent les moteurs de pitch sous forme d'un filtre passe bas du premier ordre pour simplifier l'étude (gain de 1 et constante de temps de 0,2s).

Pour simuler notre système, nous utilisons un vent régulier « désaxé » verticalement puis horizontalement identique à celui utilisé Figure 4.23. Les mesures de  $M_y$  et  $M_z$  sont illustrées Figure 4.31 et comparées à celles obtenues avec le contrôle de puissance uniquement (asservissement de la vitesse  $\omega_{rot}$ , sans boucles pour l'annulation des couples  $M_y$  et  $M_z$ ). .

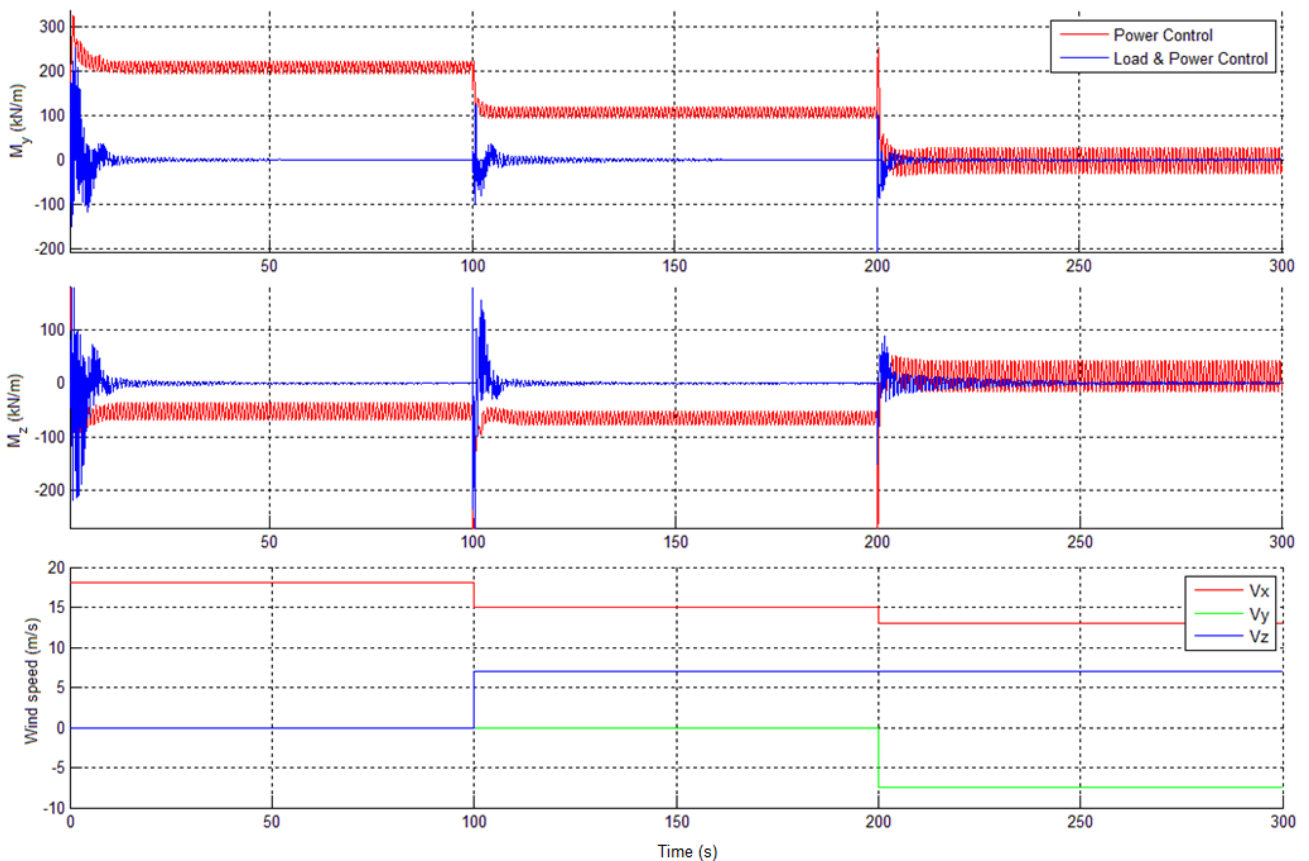


Figure 4.31 : Simulation du système complet

Les oscillations sont correctement atténuées malgré un temps de réponse assez long (de l'ordre de 60s) liés à la superposition des temps de réponse du détecteur synchrone et de la loi de commande. Seules les oscillations à la pulsation  $3\omega_0$  sont rejetées, les harmoniques supérieures existent toujours mais leur amplitude est négligeable.

Pour se rapprocher d'un fonctionnement réel, le système bouclé est à présent simulé avec un vent turbulent dont la vitesse est représenté Figure 4.32.

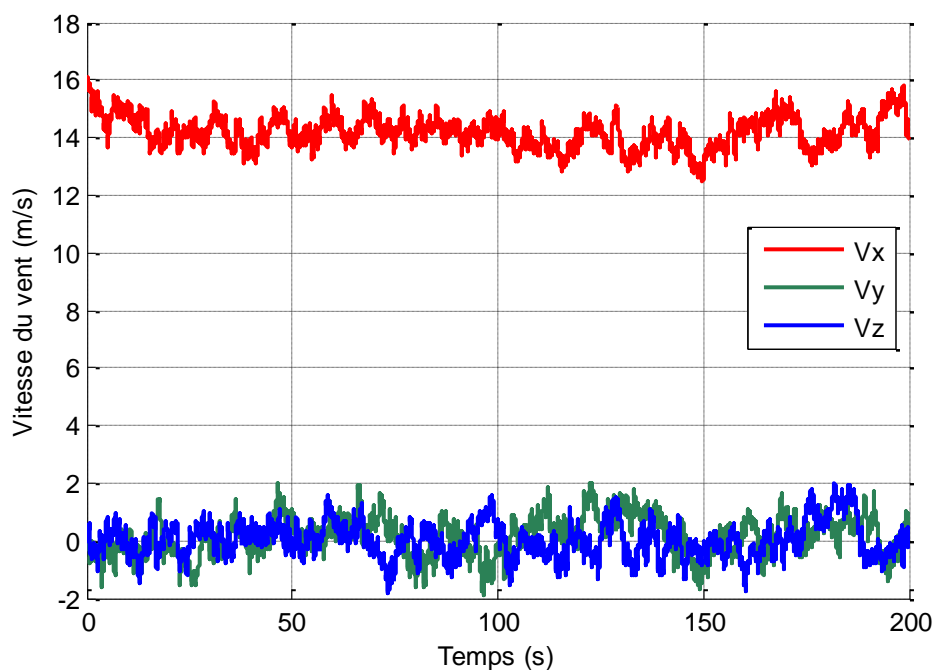


Figure 4.32 : Vent turbulent utilisé pour la simulation

La simulation sur 200 secondes conduit aux résultats illustrés Figure 4.33 et Figure 4.34

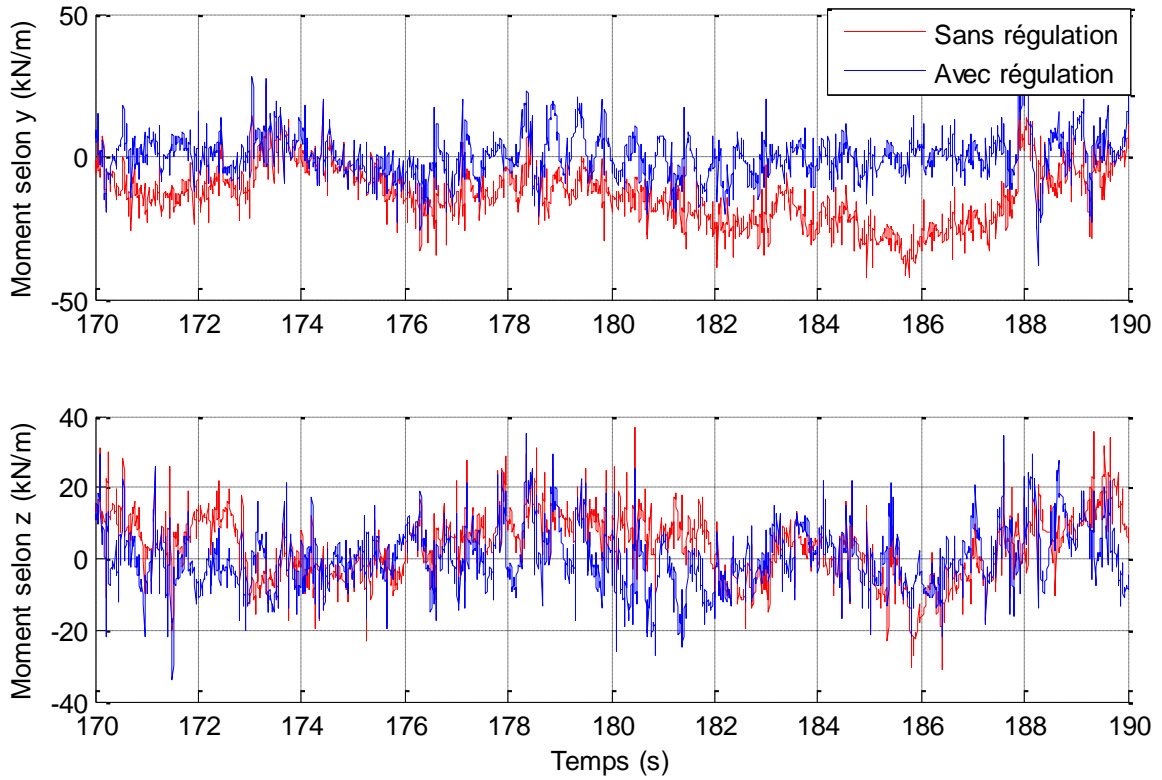


Figure 4.33 : Moments selon  $\vec{Y}_{NR}$  et  $\vec{Z}_{NR}$

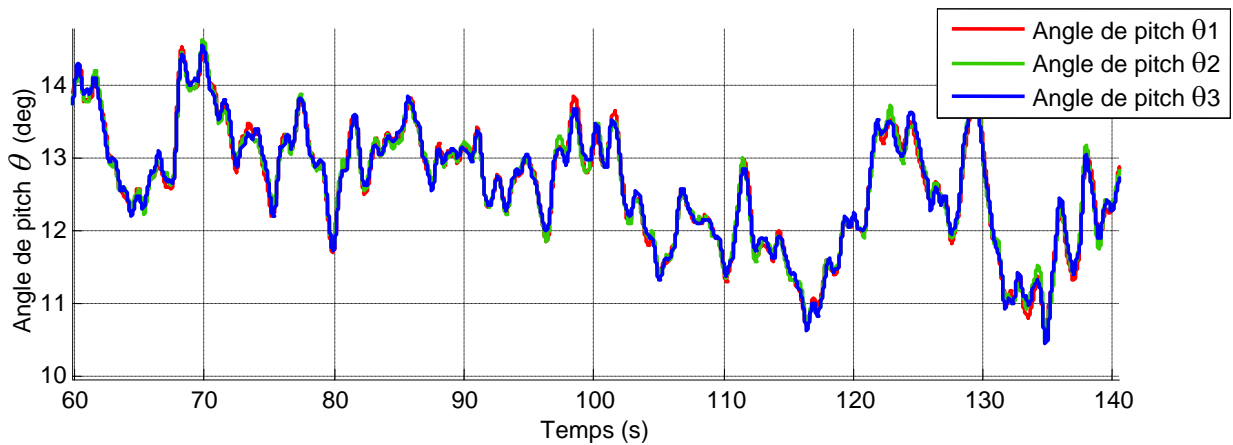


Figure 4.34 : Angle de pitch de chaque pale durant la simulation

Cette simulation met en avant l'utilité des régulateurs synthétisés. L'effet majoritairement observé est l'annulation de la valeur moyenne des efforts transmis. Les turbulences du vent étant aléatoires et présentant des variations rapides, le caractère purement oscillatoire des couples  $M_y$  et  $M_z$  est fortement atténué ce qui rend moins légitime l'approche visant à réduire

ces oscillations. Les angles de pitch de chaque pale diffèrent légèrement selon les caractéristiques du vent et varient rapidement pour contrer l'effet des turbulences.

## 4.6 Conclusions

Grâce au contrôle cyclique des pales, nous avons réussi à réduire les efforts transmis à la nacelle de l'éolienne, principalement en annulant les variations moyennes des moments et en limitant les oscillations. Cette méthode fonctionne correctement pour un vent non turbulent. Avec un vent présentant des turbulences, les variations rapides des efforts causés par les turbulences gommement le caractère oscillatoire des couples et ne permet pas de mettre correctement en évidence l'effet du bouclage servant à les atténuer. Il reste à savoir si les moteurs de pitch sont bien dimensionnés pour répondre à une plus grande activité.

Lors des simulations, les pales et la tour étaient considérées rigides. Cette étude peut être complétée en introduisant les effets dus aux élasticités de ces ensembles. Le vent présente également plusieurs degrés de liberté selon le coefficient de rugosité ou un désalignement par rapport à l'axe de rotation de l'éolienne et des résultats plus précis et plus proche de la réalité peuvent être obtenus en utilisant un modèle plus complexe.





---

# CHAPITRE 5

## PROJET ICE&WIND<sup>®</sup>

### SYSTÈME DE DÉGIVRAGE DE PALES D'ÉOLIENNES

#### Sommaire

5.1. Contexte .....	180
5.2. Modélisation thermique du système.....	181
5.2.1 Notions et rappels de thermique .....	181
5.2.2 Calcul du coefficient de convection h .....	183
5.3. Présentation des prototypes .....	185
5.3.1 Modèle réduit – Enceinte thermique.....	185
5.3.2 Prototype Saumon – Chambre climatique .....	188
5.3.3 Prototype grandeur réelle – Pale au sol .....	189
5.4. Régulation de la température de la peinture.....	190
5.4.1 Modèle du 1er ordre sans glace .....	190
5.4.2 Modèle du 2 <sup>nd</sup> ordre, avec glace .....	193
5.4.3 Modélisation et identification du procédé .....	194
5.4.4 Synthèse du régulateur CRONE de 3e génération.....	198
5.4.5 Essais sur la pale au sol et résultats expérimentaux .....	200
5.4.6 Conclusions sur l'implantation d'un régulateur CRONE.....	204
5.5. Détection du givre .....	204

5.5.1	Identification sur prototypes en chambre climatique .....	205
5.5.2	Analyse des signaux sur plaque prototype en enceinte thermique .....	209
5.5.3	Changement de phase (solide/liquide).....	210
5.5.4	Mise en œuvre d'un observateur.....	212
5.5.4.1.	Résultats en enceinte thermique - Observateur sans vent .....	212
5.5.4.2.	Résultats en enceinte thermique - Observateur avec vent.....	215
5.5.4.3.	Synthèse de l'observateur sur la pale au sol.....	218
5.5.4.4.	Résultats obtenus sur la pale au sol.....	219
5.5.4.5.	Conclusion sur la détection .....	220
5.6.	Conclusions sur le projet Ice&Wind .....	221

---

**NOMENCLATURE**

Caractéristiques thermiques d'un solide :

$T_i$ :	Température de l'élément $i$ ( $^{\circ}\text{C}$ ou $K$ )
$R_i$ :	Résistance thermique de l'élément $i$ ( $K \cdot W^{-1}$ )
$\lambda_i$ :	Conductivité thermique d'un matériau $i$ ( $W \cdot K^{-1} \cdot m^{-1}$ )
$C_i$ :	Capacité thermique de l'élément $i$ ( $J \cdot K^{-1}$ )
$\phi_i$ ou $P_i$ :	Flux thermique ou puissance thermique de l'élément $i$ ( $W$ )
$h$ :	Coefficient d'échange convectif ( $W \cdot K^{-1}$ )

Caractéristiques thermodynamiques d'un fluide :

$\rho$ :	Masse volumique ( $kg \cdot m^{-3}$ )
$\mu$ :	Viscosité dynamique ( $Pa \cdot s$ ou $kg \cdot m^{-1} \cdot s^{-1}$ )
$\lambda_f$ :	Conductivité thermique ( $W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}$ )
$C_p$ :	Chaleur spécifique à pression constante ( $J \cdot kg^{-1} \cdot m^{-1}$ )

$Nu$ :	Nombre de Nusselt
$Pr$ :	Nombre de Prandtl
$Re$ :	Nombre de Reynolds

$Relec_i$ :	Résistance électrique de la zone de peinture n <sup>o</sup> $i$ ( $\Omega$ )
$K_R(s)$ :	Fonction de transfert du régulateur CRONE pour la régulation de température
$G_z(z^{-1})$ :	Modèle discrétisé du système sans glace $G(s)$
$\tau = 1/\omega_c$ :	Constante de temps du système $T_{peint}(s)$ (s)
$K$ :	Gain du système $T_{peint}(s)$ ( $^{\circ}\text{C} \cdot J^{-1} \cdot W \cdot V^{-1}$ )
$K_{stat}$ :	Gain statique du système $T_{peint}(s)$ ( $^{\circ}\text{C} \cdot V^{-1}$ )
$C_z(z^{-1})$ :	Modèle discrétisé du régulateur pour la détection de givre
$F_z(z^{-1})$ :	Modèle discrétisé du filtre pour débruiter le signal de sortie

### 5.1 Contexte

Dans le chapitre précédent, nous avons identifié plusieurs sources à l'origine des charges mécaniques induites sur la structure d'une éolienne. Selon les sites d'implantation, nous pouvons également ajouter comme nouvelle source la présence de givre qui engendre une modification du profil des pales. Mais d'autres conséquences sont notables en présence de ce phénomène météorologique. Le groupe VALOREM possède plusieurs sites éoliens sur lesquels des événements de givre constituent autant une mise en danger des personnes se trouvant à proximité des éoliennes, qu'une perte de production en raison de l'arrêt nécessaire des turbines pour assurer la sécurité des personnes et des turbines elles-mêmes. De plus, l'application des normes ICPE [Ministère de l'Écologie, 2011] aux éoliennes à partir de 2011 oblige les propriétaires de parcs à sécuriser la zone en équipant leurs éoliennes de systèmes de détection de givre et en assumant les pertes de production. Cette mesure incitera l'ensemble des exploitants dont les parcs sont impactés à quantifier les pertes associées, et certainement à mettre en place un système de dégivrage sur l'ensemble de leurs machines.

Au-delà des aspects précédemment développés, le projet ICE&WIND<sup>®</sup> explicité dans ce chapitre, répond aux besoins de VALOREM en proposant un système de dégivrage actif, basé sur le chauffage de surfaces ciblées de la pale avec une peinture polymère chauffante sous différence de potentiel [Rescoll, 2011]. Le passage du courant au travers du film de peinture provoque un échauffement par effet Joule, proportionnel, entre autres, à la surface du film. L'alimentation électrique se fait par des câbles-électrodes reliés aux auxiliaires de l'éolienne depuis le moyeu.

Pour la conception d'un tel système, il est nécessaire d'appréhender les conditions de formation du givre et de connaître les effets stationnaires et transitoires sur le givre de la mise sous tension de la peinture. Pour ce faire, ce chapitre aborde la modélisation et l'identification du système liant la tension d'alimentation de la peinture à la température de la surface de la pale. Cette étude aboutit à la synthèse d'un régulateur CRONE et son implantation sur automate pour la réalisation d'essais en chambre climatique et sur une pale réelle au sol sur site. Enfin, la fonction détection de givre est présentée avec la mise en place d'un observateur.

Les aspects de conception se concentreront sur la partie commande du système, et non sur sa conception globale. Ainsi, les études concernant les verrous technologiques suivants ne seront pas développées : alimentation par le moyeu, positionnement des capteurs, intégration de la peinture, entre autres.

## 5.2 Modélisation thermique du système

### 5.2.1 Notions et rappels de thermique

Il existe trois types de transferts thermiques : les transferts par conduction, par convection et par rayonnement. Seuls les deux premiers ont un intérêt ici, et nous allons expliquer comment les caractériser par la suite. La conduction concerne principalement les transferts thermiques au sein d'un ou plusieurs solides alors que le phénomène de convection implique un mouvement de la matière et donc caractérisera un transfert solide/fluide (liquide ou gaz) ou fluide/fluide [Battaglia *et al.*, 2010].

Dans le cadre de ce projet, une modélisation thermique selon une dimension est suffisante, les notions qui suivent concernent donc uniquement ce cas précis.

La **conduction** (ou diffusion) résulte de « chocs » à l'échelle moléculaire et atomique (transferts d'énergie cinétique entre atomes) et est provoquée par une différence de température entre deux ensembles d'un même milieu. Elle va donc être liée à la structure et à l'organisation des matériaux. Elle peut avoir lieu dans les solides et à moindre mesure dans les fluides, plus dans les liquides que dans les gaz. Ce phénomène est analogue à la conduction de l'électricité. Il s'agit d'un transfert d'énergie à petite échelle, dans un corps localement au repos. On parlera de conducteur ou d'isolant de la chaleur (d'où l'analogie à une résistance de la Figure 5.1). Elle est décrite par la loi de Fourier (1807).

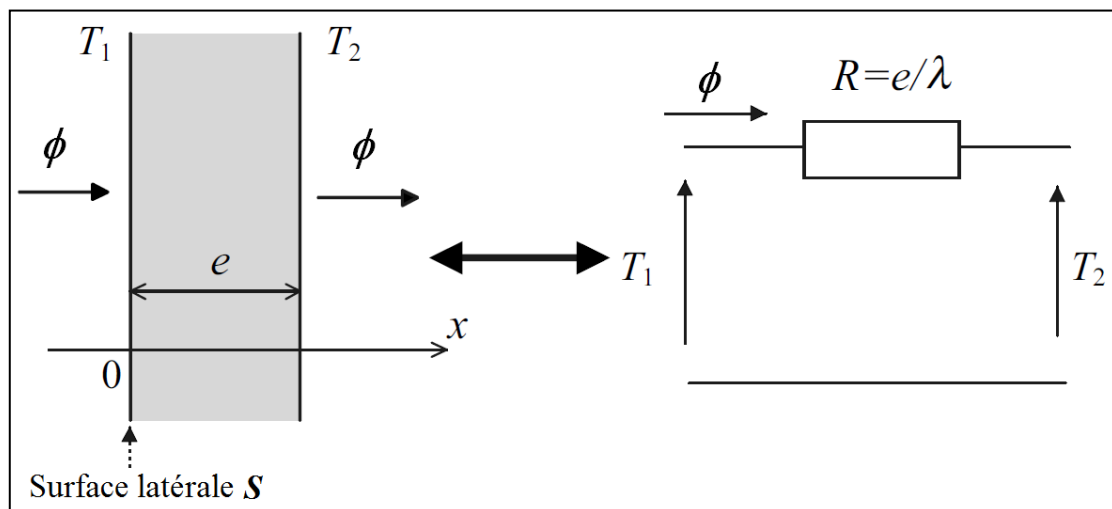


Figure 5.1 : Première analogie thermique → électrique

A partir de la Figure 5.1, nous pouvons écrire :

$$T_1 - T_2 = R\phi. \quad (5.1)$$

Ce résultat décrit le comportement du système en régime permanent. Si l'on considère la capacité thermique du solide (ou d'un fluide), c'est-à-dire la chaleur absorbée par le matériau, on peut obtenir une loi qui caractérise également le régime transitoire du transfert thermique (Figure 5.2). D'après l'analogie électrique précédemment introduite, une capacité thermique est assimilable à une capacité électrique comme l'illustre la Figure 5.2.

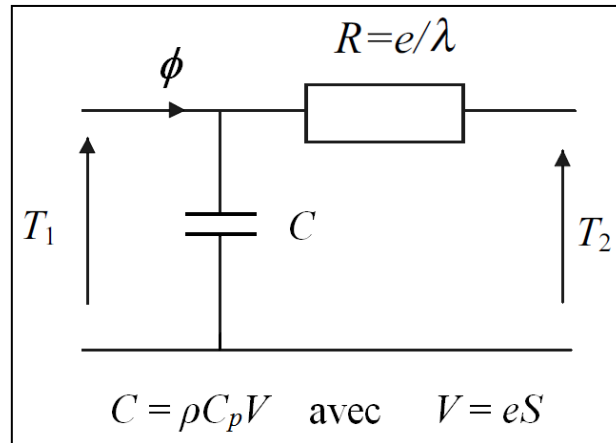


Figure 5.2 : Analogie capacité thermique / capacité électrique

A partir de la Figure 5.2, il est possible d'écrire :

$$T_1(t) - T_2(t) = R\phi(t) - RC \frac{dT_1(t)}{dt}. \quad (5.2)$$

Dans cette étude, il est utile de considérer un solide qui émet de la chaleur et cela se traduit par l'ajout d'une source de flux thermique ou puissance thermique (source de courant dans l'analogie thermique/électrique). La Figure 5.3 présente un système contenant toutes les cellules élémentaires qui seront utilisées dans le cadre de ce projet.

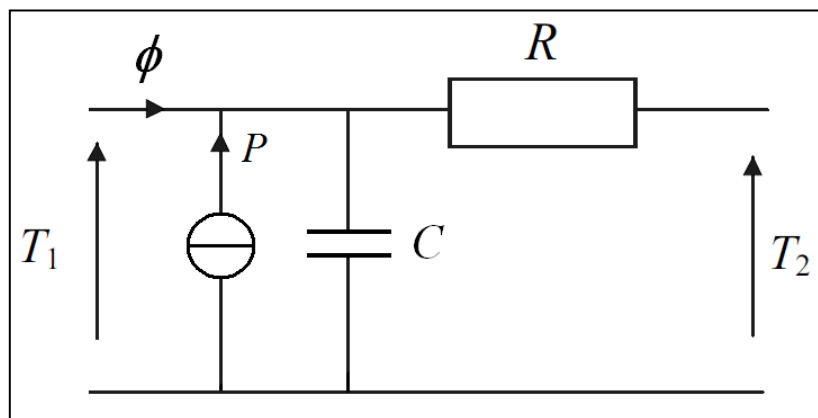


Figure 5.3 : Circuit électrique élémentaire dans l'analogie thermique / électrique

L'équation dynamique caractérisant le système de la Figure 5.3 est la suivante :

$$T_1(t) - T_2(t) = R(\phi(t) + P(t)) - RC \frac{dT_1(t)}{dt}, \quad (5.3)$$

que l'on peut exprimer sous la forme :

$$\phi(t) - \frac{T_1(t) - T_2(t)}{R} + P(t) = C \frac{dT_1(t)}{dt}. \quad (5.4)$$

Il s'agit de l'équation classique de diffusion de la chaleur, puisque l'analogie inverse thermique / électrique inverse conduit à la relation:

$$\phi_{entrant}(t) - \phi_{sortant}(t) + Q(t) = \rho C_p V \frac{dT(t)}{dt}. \quad (5.5)$$

La **convection** est un transfert qui résulte d'un mouvement d'ensemble du matériau le supportant. La convection a donc lieu en présence de fluides (gaz ou liquides). Elle est souvent caractéristique de l'échange à la frontière entre un solide et un fluide et est donc liée à l'écoulement du fluide mais aussi aux géométries d'échange et aux états de surface si un solide intervient. Il convient de distinguer la convection forcée dans laquelle le fluide est mis en mouvement par un apport d'énergie mécanique extérieur (pompe, ventilateur), de la convection naturelle dans laquelle le fluide prend, en son sein, l'énergie nécessaire au mouvement (variation de masse volumique associée à une variation de température par exemple). De façon macroscopique, elle est décrite par la loi de Newton (1701). Un coefficient  $h$  vient caractériser l'effet de convection et sera décrit ci-après de par sa présence dans notre étude.

Lors du phénomène de **rayonnement**, la matière émet des ondes électromagnétiques (émission qui se produit en surface pour les solides et les liquides opaques, dans tout le volume de l'ensemble pour les gaz ou liquides transparents). Ces ondes dépendent de la température. Il s'agit d'une onde électromagnétique ne nécessitant d'aucun support matériel pour se propager. Outre le rayonnement thermique dont la bande de longueur d'onde s'étend de l'ultra violet à l'infrarouge long, le thermodynamicien peut s'intéresser à des ondes comme les micro-ondes et leur génération dans le volume. Ce mode de transfert est décrit par la loi de Stefan (1879).

### 5.2.2 Calcul du coefficient de convection $h$

La modélisation du phénomène de convection fait appel à des concepts d'aérodynamique. Dans un premier temps, nous allons présenter quelques uns des « nombres » caractérisant un fluide, tels que les nombres de Reynolds, Prandtl ou Nusselt (Brau, 2006).



Définissons le fluide à l'origine du phénomène de convection par ses propriétés thermo physiques. Soient :

D : la dimension caractéristique de l'écoulement (en m).

u : la vitesse du fluide (en m.s<sup>-1</sup>).

Le coefficient de convection se déduit directement du nombre de Nusselt, qui exprime le rapport entre les transferts par convection et par conduction dans le fluide. Il s'écrit habituellement :

$$Nu = \frac{hD}{\lambda_f}. \quad (5.6)$$

Comme l'illustrent les Tableau 5.1 et Tableau 5.2, ce coefficient est calculé à partir des nombres de Reynolds et de Prandt, illustrant respectivement les rapports forces d'inertie/forces visqueuses et diffusion de masse/diffusion thermique :

$$Re = \frac{\rho u D}{\mu}, \quad (5.7)$$

$$Pr = \frac{\mu C_p}{\lambda_f}. \quad (5.8)$$

L'expression qui lie ces trois nombres ensemble dépend des caractéristiques géométriques de la surface d'échange, ainsi que de la nature de l'écoulement. Pour rappel (Battaglia, Kusiak, & Puiggali, 2010) :

$Re < 5 \cdot 10^5$  correspond à un écoulement laminaire,

$Re > 5 \cdot 10^5$  correspond à un écoulement turbulent.

	Écoulement laminaire	Écoulement turbulent
<b>Sur une surface plane</b>	$Nu = 0.664 Re^{0.5} Pr^{0.33}$	$Nu = 0.0592 Re^{0.8} Pr^{0.33}$
<b>Sur un cylindre vertical</b>	$Nu = C Re^m Pr^{0.33}$	

Tableau 5.1 : Calcul de Nu

Re	C	m
<b>0,4 - 4</b>	0.989	0.330
<b>4 - 40</b>	0.911	0.385
<b>40 - 4 000</b>	0.683	0.466
<b>4 000 - 40 000</b>	0.193	0.618
<b>40 000 - 400 000</b>	0.027	0.805

Tableau 5.2 : Constante pour le calcul de Nu – cas d'un cylindre vertical

Si nous considérons un écoulement laminaire et dans le cas d'une plaque (comme pour le prototype décrit au Paragraphe 5.3.1), le coefficient de convection  $h$  est défini par la relation:

$$\begin{aligned}
 h &= \frac{\lambda_f}{D} Nu = \frac{\lambda_f}{D} 0.664 Re^{0.5} Pr^{0.33} \\
 &= \frac{\lambda_f}{D} 0.664 \left( \frac{\rho u D}{\mu} \right)^{0.5} \left( \frac{\mu C_p}{\lambda_f} \right)^{0.33},
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

soit en fonction de  $u$  :

$$h(u) = \left( 0.664 \frac{\lambda_f}{D} \left( \frac{\rho D}{\mu} \right)^{0.5} \left( \frac{\mu C_p}{\lambda_f} \right)^{0.33} \right) u^{0.5} = 8.84 u^{0.5}. \tag{5.10}$$

et pour une température ambiante de  $-23^\circ\text{C}$  (environ 250K), avec les paramètres regroupés dans le Tableau 5.3 :

$\rho = 1,413 \text{ kg.m}^{-3}$
$\mu = 1,60 \times 10^{-5} \text{ Pa.s}$
$\lambda_f = 0,0223 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$
$C_p = 1005 \text{ J.kg}^{-1}.\text{m}^{-1}$
$D = 0,2 \text{ m}$

Tableau 5.3 : Valeurs des paramètres à  $-23^\circ\text{C}$  (environ 250K) pour le calcul de  $h(u)$

## 5.3 Présentation des prototypes

L'ensemble des prototypes utilisés sont présentés dans ce paragraphe. Ils ont été conçus et réalisés avec l'aide des partenaires investis dans le projet (Rescoll et Plastinov), Bastien GAILLARDON, ingénieur Projet VALEOL et Antoine PRADINAUD, Ingénieur de recherche IMS. Chacun a ainsi participé à la réalisation des échantillons et prototypes pour répondre à nos besoins en modélisation, validation, identification, etc.

### 5.3.1 Modèle réduit – Enceinte thermique

Pour mener à bien cette étude, un modèle réduit de pale constitué d'une plaque d'époxy (20cm  $\times$  20cm) équipée de deux électrodes (2cm  $\times$  20 cm chacune), revêtue d'une bande de peinture chauffante (14cm  $\times$  20cm) et d'une couche de gelcoat a d'abord été utilisé. Ce prototype a été instrumenté avec sept thermocouples. La bande de peinture est électriquement alimentée par les deux électrodes (bandes de cuivre). Le détail de l'implantation des thermocouples et les dimensions de la bande de peinture apparaissent sur le schéma de la Figure 5.4.

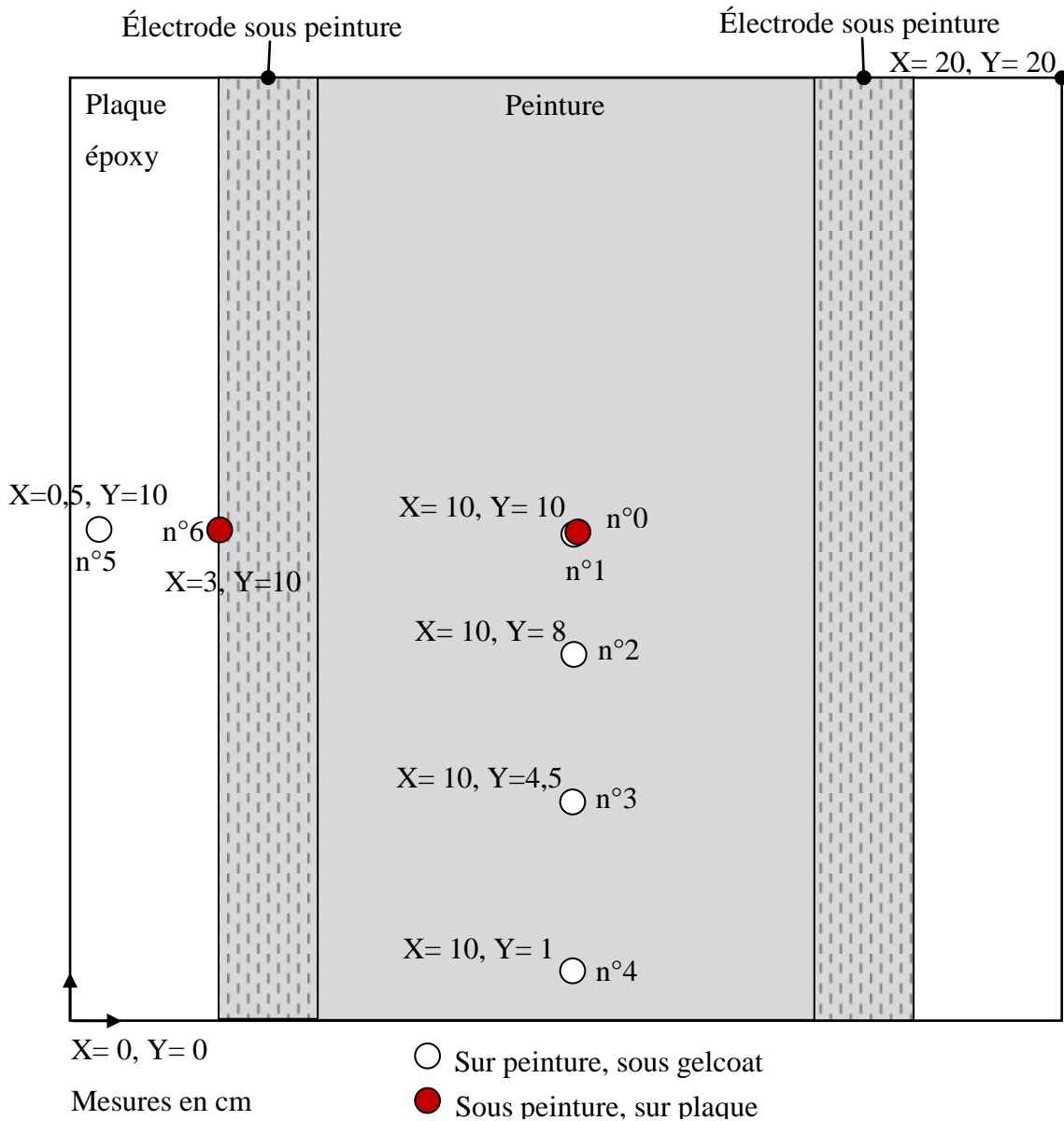


Figure 5.4 : Modèle réduit (prototype) utilisé et description de l'emplacement des capteurs

Comme illustré par la Figure 5.5, ce modèle réduit est placé à l'intérieur d'une enceinte climatique, posé sur une plaque de polystyrène extrudé pour reproduire l'épaisseur d'une pale et évaluer l'importance du transfert thermique vers l'intérieur de la pale. La plaque est bordée par un réceptacle qui retient l'eau à l'état liquide durant la phase de solidification.

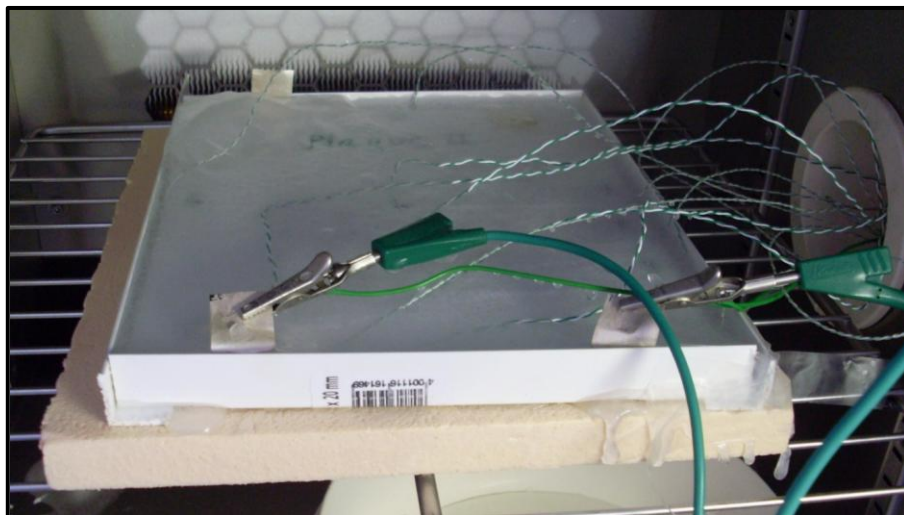


Figure 5.5 : Photographie du modèle réduit dans l'enceinte climatique en présence de glace.

Nous verrons dans la suite du manuscrit que les essais en enceinte thermique ont été très utiles. Ils ont été simples de mise en œuvre et peu onéreux tout en permettant d'appréhender le comportement thermique de la pale et du système de chauffage, en prenant en compte plusieurs paramètres : température ambiante, vitesse du vent, tension d'alimentation, présence de glace ou non. Ils ont également permis de valider la chaîne de commande permettant la régulation de température ainsi que le bon fonctionnement de cette dernière. Un observateur utilisé comme détecteur de givre sera également testé avec ces moyens. Durant ces essais, le vent sera simulé soit par un ventilateur (Figure 5.6), soit par projection d'air comprimé (Figure 5.7).

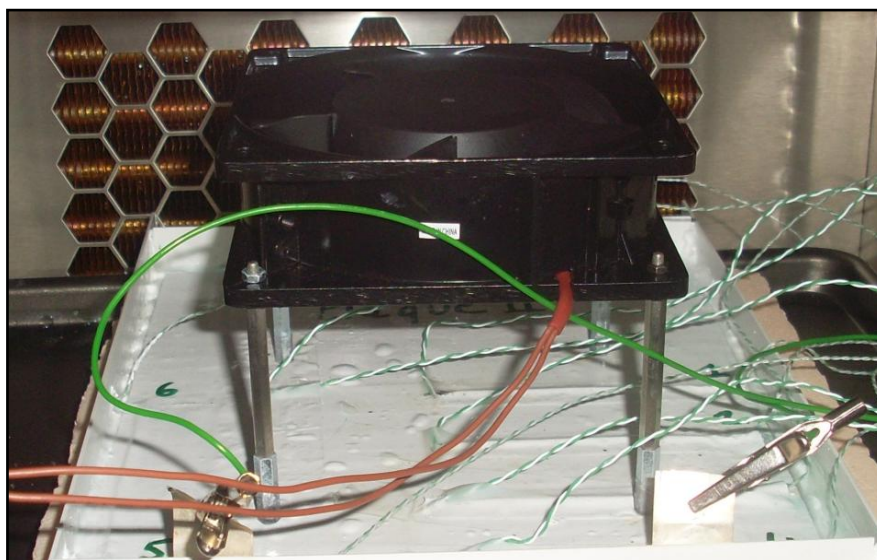


Figure 5.6 : Photographie du modèle réduit dans l'enceinte climatique et du ventilateur servant à simuler un vent de 4m/s maximum

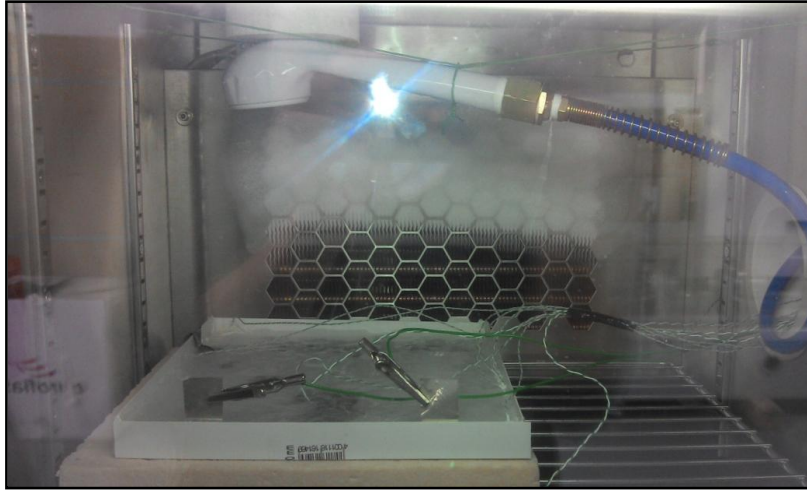


Figure 5.7 : Photographie de la plaque d'essai avec glace dans l'enceinte thermique avec un vent simulé par projection d'air comprimé.

### ***5.3.2 Prototype Saumon – Chambre climatique***

Des prototypes du pied de pale ainsi que du bout de pale ont été réalisés (Figure 5.8). Ils intègrent des couches de peintures et différents thermocouples. Ils ont servi aux essais effectués en chambre climatique au Centre Scientifique et Technique du Bâtiment (CSTB) de Nantes pour valider les aspects régulation et détection. Ces prototypes ont également permis de beaucoup apprendre sur la façon dont se forme le givre sur une pale et surtout sur quelles parties de la pale. Enfin, les essais réalisés sur ce prototype ont permis d'affiner le dimensionnement et la localisation sur la pale du système de chauffage.

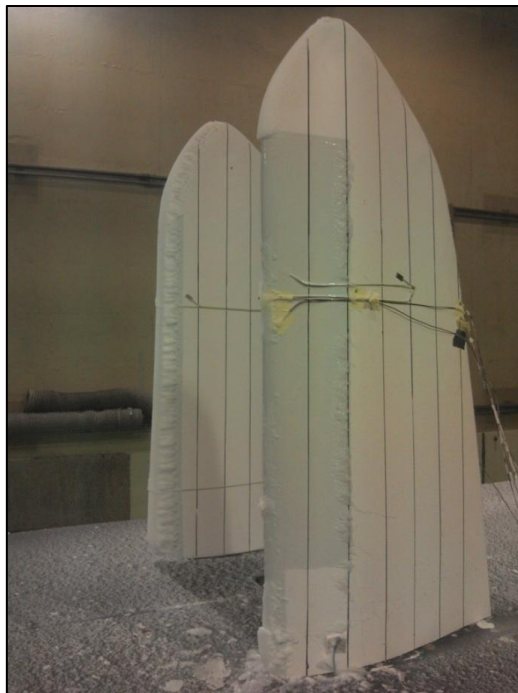


Figure 5.8 : Prototype pendant un essai au CSTB – Au premier plan : saumon équipé de la peinture (partie grisée) et chauffé – À l'arrière plan : saumon témoin, peinture non alimentée

### 5.3.3 Prototype grandeur réelle – Pale au sol

Pour pouvoir vérifier l'adéquation entre les premiers résultats et l'installation sur démonstrateur, il est nécessaire de passer par une phase d'intégration sur pale au sol. La pale en question mesure 23 mètres de long (Figure 5.9) et a été installée sur le site d'Arfons dans le Tarn (France).



Figure 5.9 : Photo de la pale prototype

Le positionnement de la peinture était un verrou à lever en parallèle à la mise en place du système de régulation sous la responsabilité de VALEOL. L'application de la peinture sur le prototype s'est effectuée sur trois bandes discontinues électriquement sur le bord d'attaque, avec pour objectif d'ajuster la puissance surfacique dissipée par chaque bande en accord avec le phénomène de conduction/convection auquel elle sera soumise. Chaque bande dissipe la même puissance électrique au travers de surfaces différentes. En effet, lorsque l'éolienne tourne, le bout de la pale peut atteindre la vitesse suivante :

$$V_{bout_{pale}} = V_{rot} \frac{2\pi}{60} L_{pale} = 20 \text{ rpm} \times \frac{2\pi}{60} \times 40 \text{ m} = 83,8 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1} \quad (5.11)$$

Il subit un échange convectif avec l'air plus important que le pied de pale [Ilinca, 2011] (situé à quelques dizaines de centimètres du centre de rotation). Ce phénomène est donc compensé par une diminution de la surface de dissipation et des couches plus fines des deux premières bandes en partant du pied de pale (Figure 5.10). Cela explique les différentes résistances électriques mesurées et regroupées dans le Tableau 5.4. La pale est équipée de vingt thermocouples de type T, collés en surface de la peinture chauffante, sous la couche de gelcoat.

Relec1	Relec2	Relec3
19.1 $\Omega$	19.8 $\Omega$	24.1 $\Omega$

Tableau 5.4 : Résistances électriques mesurées pour chacune des trois zones



Les bandes de peintures sont alimentées sous 380 V par le biais de gradateurs qui permettent de moduler, par découpage, la puissance électrique dissipée par la peinture. La régulation de température de la peinture est effectuée en commandant les gradateurs par une tension 0-10V issue de l'automate de commande.

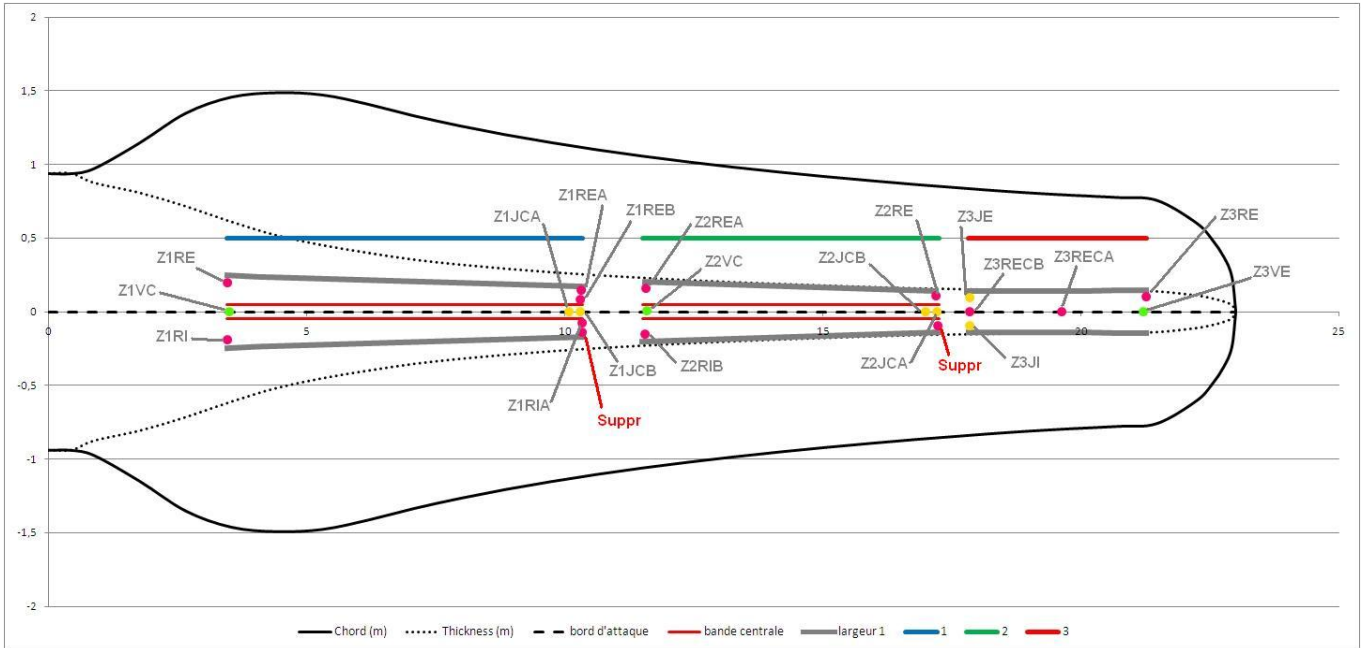


Figure 5.10 : Disposition des bandes de peinture et des thermocouples sur la pale au sol (Vue de dessus)

## 5.4 Régulation de la température de la peinture

### 5.4.1 Modèle du 1er ordre sans glace

Pour établir un modèle thermique du premier ordre, puis du deuxième ordre au paragraphe suivant, de l'ensemble constitué d'une pale et du système de chauffage, le schéma de la Figure 5.11 est considéré. Sur ce schéma, on suppose une pale (fibre de verre et résine époxy) de grande dimension (selon la direction non représentée sur le schéma) équipée de deux électrodes puis recouverte partiellement de peinture. Un capteur est supposé mesurer la température au centre de la bande de peinture. Enfin, l'ensemble est séparé de l'air par une couche de gelcoat pour protéger contre l'humidité et autres agressions extérieures.

La modélisation thermique proposée (Figure 5.12) permet d'appréhender l'échauffement de la peinture alimentée électriquement par les électrodes, en l'absence de glace déposée sur la pale.

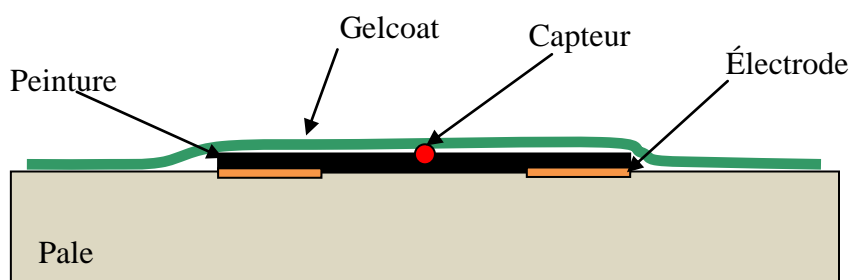


Figure 5.11 : Représentation simplifiée (vue en coupe) de l'ensemble pale, peinture chauffante, électrodes et gelcoat de protection

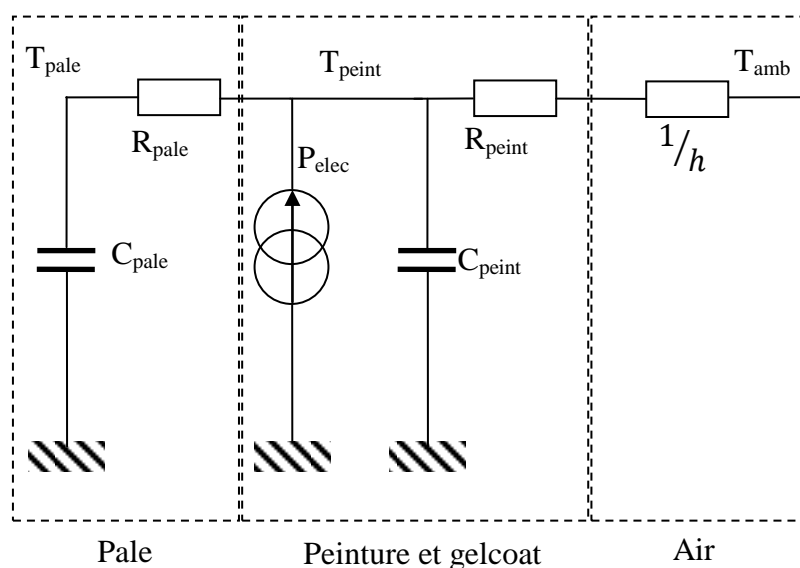


Figure 5.12 : Modèle thermique, sans glace

Les couches de peinture et de gelcoat, aussi fines soient-elles, subissent des phénomènes de conduction thermique car elles sont à l'état solide. L'hypothèse de considérer la peinture et le gelcoat comme un même matériau est faite en raison de leurs faibles épaisseurs respectives. Il en résulte une modélisation impliquant les résistance et capacité thermiques  $R_{peint}$  et  $C_{peint}$ . Les résistance et capacité thermiques représentant la résine époxy seront par la suite négligées du fait de la très grande valeur de  $R_{pale}$ . En effet, lors de premiers essais sur plaque prototype (présentée Paragraphe 5.3.1), un thermocouple collé sous la plaque d'époxy, (reposant sur du polystyrène extrudé afin de reproduire l'épaisseur de la pale), a permis de vérifier cette hypothèse. Une fois la peinture alimentée électriquement, aucune variation significative de température n'a en effet été détectée par ce thermocouple. La valeur indiquée était semblable à celle de la température ambiante, bien inférieure à la température de la surface de la peinture.



En tenant compte de cette hypothèse, le modèle thermique de la Figure 5.12, le schéma de la Figure 5.13 présente une modélisation thermique sans glace de l'ensemble constitué de la pale, de la peinture chauffante et du gelcoat.

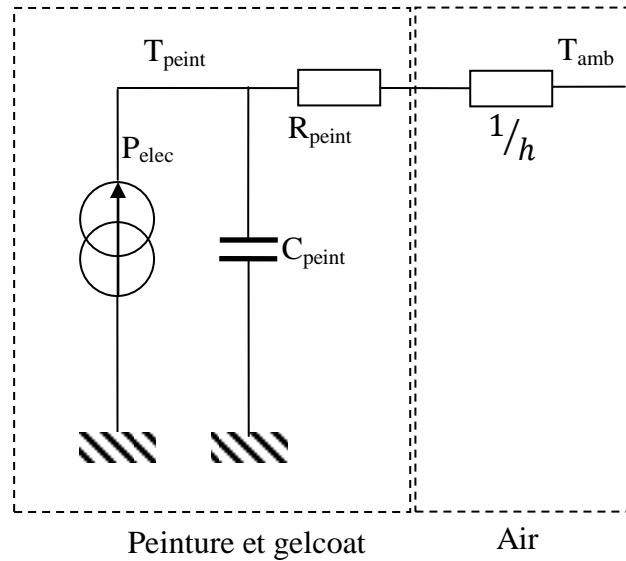


Figure 5.13 : Modélisation thermique sans glace simplifiée

A partir du schéma de la Figure 5.13, l'équation différentielle suivante est obtenue :

$$P_{elec}(t) - C_{peint} \frac{dT_{peint}(t)}{dt} - \frac{T_{peint}(t) - T_{amb}(t)}{R_{peint} + 1/h} = 0. \quad (5.12)$$

L'équation liant les transformées de Laplace de la puissance  $P_{elec}$  qui alimente la peinture, de la température de la peinture  $T_{peint}$  et de la température ambiante  $T_{amb}$  est donnée par :

$$T_{peint}(p) = \frac{1}{\omega_c + p} (K P_{elec}(p) + \omega_c T_{amb}(p)), \quad (5.13)$$

avec :

$$\omega_c = \frac{1}{(R_{peint} + 1/h) C_{peint}} \quad \text{et} \quad K = \frac{1}{C_{peint}}. \quad (5.14)$$

Le gain statique entre  $P_{elec}$  et  $T_{peint}$  est donc :

$$K_{stat} = \frac{K}{\omega_c} = R_{peint} + 1/h. \quad (5.15)$$

### 5.4.2 Modèle du 2<sup>nd</sup> ordre, avec glace

Pour obtenir le modèle avec glace, une cellule RC représentant la couche de glace est ajoutée entre la peinture/gelcoat et l'air ambiant, comme illustré sur la Figure 5.14.

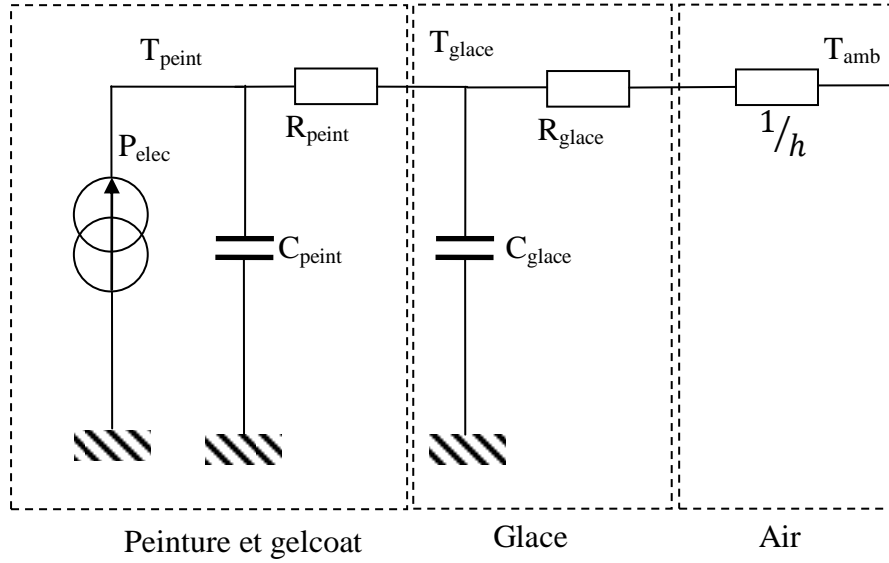


Figure 5.14 : Schéma thermique du prototype, avec glace.

La loi des nœuds nous donne aux points de température  $T_{peint}$  et  $T_{glace}$  :

$$\begin{cases} T_{peint}(p) \left( pC_{peint} + \frac{1}{R_{peint}} \right) = P_{elec}(p) + \frac{T_{glace}(p)}{R_{peint}} \\ T_{glace}(p) = \frac{1}{pC_{glace} + \frac{1}{R_{peint}} + \frac{1}{R_{glace} + 1/h}} \left( \frac{T_{peint}(p)}{R_{peint}} + \frac{T_{amb}(p)}{R_{glace} + 1/h} \right) \end{cases} \quad (5.16)$$

La température mesurée sur la peinture  $T_{peint}$  nous intéresse plus particulièrement pour la régulation. Il est possible de réunir les deux équations (5.15) pour obtenir  $T_{peint}$  en fonction des autres paramètres du système, soit :

$$\begin{aligned} & T_{peint}(p) \\ &= \frac{R_{peint}C_{glace}p + \left( 1 + \frac{R_{peint}}{R_{glace} + 1/h} \right)}{R_{peint}C_{glace}C_{peint}p^2 + \left( C_{peint} \left( 1 + \frac{R_{peint}}{R_{glace} + 1/h} \right) + C_{glace} \right) p + \frac{1}{R_{glace} + 1/h}} \quad (5.17) \\ &\times \left( P_{elec}(p) + \frac{1}{R_{peint}(R_{glace} + 1/h)C_{glace}p + R_{peint} + R_{glace} + 1/h} T_{amb}(p) \right). \end{aligned}$$

Pour une meilleure lisibilité, ce transfert peut se mettre sous la forme suivante :

$$T_{peint}(p) = K_1 \frac{1 + \frac{p}{\omega_1}}{1 + \frac{2z}{\omega_2}p + \left(\frac{p}{\omega_2}\right)^2} \left( P_{elec}(p) + \frac{K_2}{1 + \frac{s}{\omega_3}} T_{amb}(p) \right), \quad (5.18)$$

en introduisant les variables suivantes :

$$K_1 = R_{peint} + R_{glace} + \frac{1}{h}, \quad (5.19)$$

$$\omega_1 = \frac{R_{peint}^2 C_{glace}}{R_{peint} + R_{glace} + 1/h}, \quad (5.20)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{R_{peint}(R_{glace} + 1/h)C_{peint}C_{glace}}}, \quad (5.21)$$

$$z = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{peint}(R_{glace} + \frac{1}{h})C_{peint}C_{glace} \left(1 + \frac{R_{peint}}{R_{glace} + \frac{1}{h}}\right) C_{peint} + C_{glace}}{R_{peint}C_{peint}C_{glace}}}, \quad (5.22)$$

$$K_2 = \frac{1}{R_{peint} + R_{glace} + 1/h} \quad (5.23)$$

$$\omega_3 = \frac{R_{peint}(R_{glace} + 1/h)C_{glace}}{R_{peint} + R_{glace} + 1/h}. \quad (5.24)$$

### 5.4.3 Modélisation et identification du procédé

A partir du schéma de la Figure 5.13, la relation liant la transformée de Laplace de la température de la peinture  $T_{peint}$ , à la température ambiante  $T_{amb}$  et la tension de commande  $u$  appliquée aux gradateurs s'exprime sous la forme :

$$T_{peint}(p) = \frac{1}{\omega_c + p} (Ku(p) + \omega_c T_{amb}(p)), \quad (5.25)$$

$$\text{où } u(p) = \frac{P_{elec}(p)}{Gr}, \quad (5.26)$$

$$Gr \text{ caractérisant le gradateur : } Gr = \frac{P_{max}}{10}, \quad (5.27)$$

$$\omega_c = \frac{1}{(R_{peint} + 1/h)C_{peint}} \quad \text{et} \quad K = \frac{Gr}{C_{peint}}. \quad (5.28)$$

Le schéma bloc du système en boucle fermée est présenté Figure 5.15. Bien que cela n'apparaisse pas explicitement sur ce schéma, notre objectif est de réaliser la synthèse d'un unique régulateur capable de réguler la température en n'importe quel point de mesure. Le schéma suivant indique l'utilisation d'un régulateur CRONE qui sera explicité en fin de ce sous-chapitre.

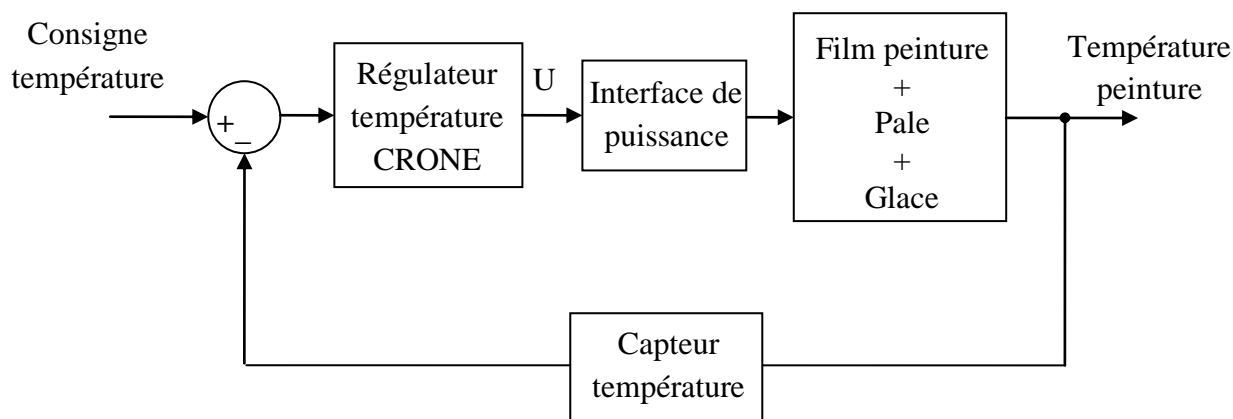


Figure 5.15 : Schéma bloc du système d'asservissement de température de la peinture

Les paramètres associés à la relation (5.25) ont été identifiés à partir des mesures de température effectuées sur la pale lorsque des créneaux de commande aléatoire (SBPA) sont appliqués sur le gradateur (Figure 5.16).

L'amplitude des créneaux SBPA est limitée à 2V (20% de la puissance maximale) pour ne pas dégrader la peinture lors des essais à température ambiante ( $\sim 20^{\circ}\text{C}$ ). Vingt mesures de température issues des trois bandes sont alors exploitables pour l'identification (une pour chaque capteur). Les variations de température obtenues en appliquant les signaux SBPA de la Figure 5.16 sont représentés pas la Figure 5.17.

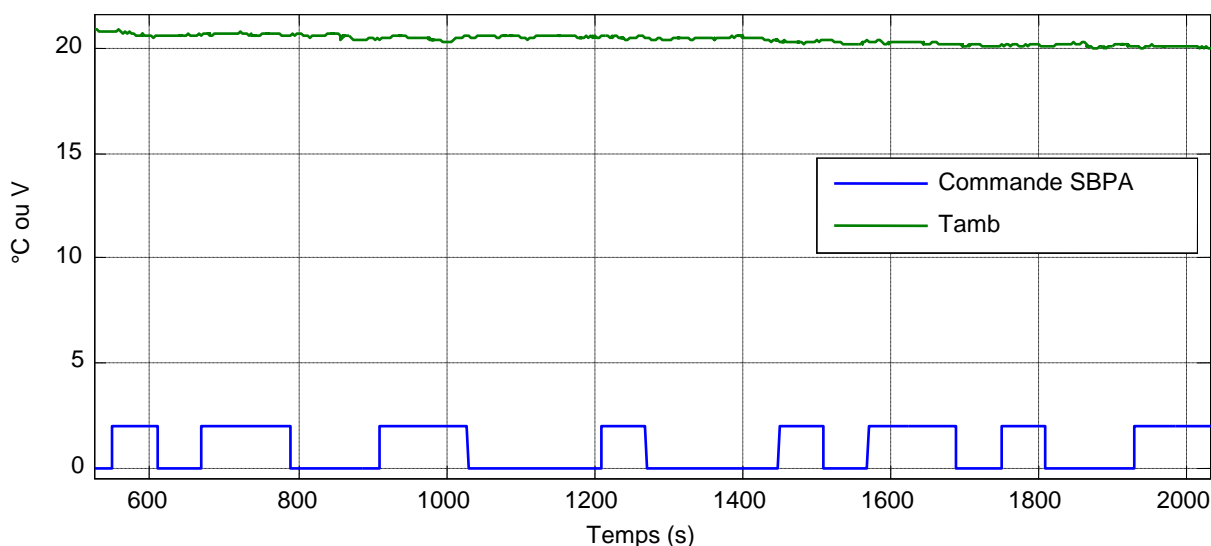


Figure 5.16 : Signal de commande SBPA pour identification.

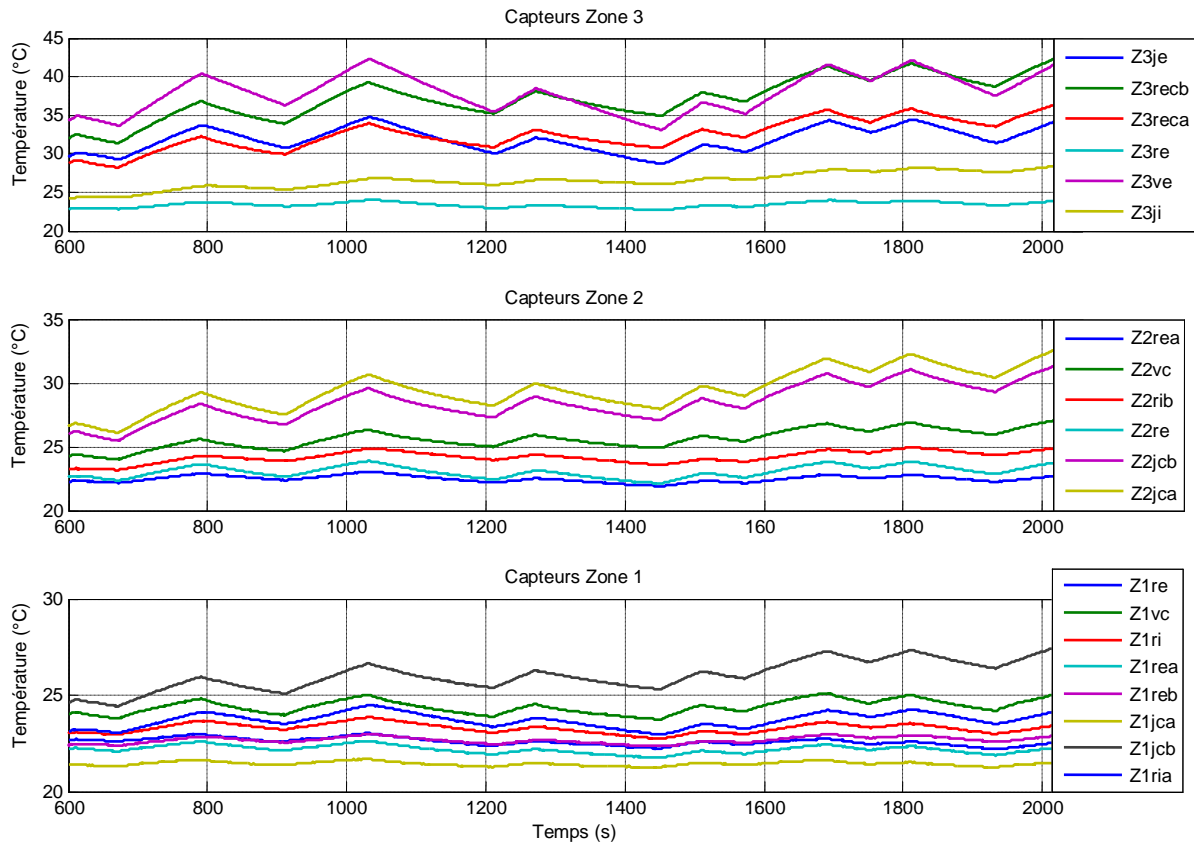


Figure 5.17 : Mesures issues des thermocouples installés sur la pale pour identification

A l'aide d'un algorithme d'identification (utilisant la fonction *fmincon*) sous MATLAB<sup>®</sup>, les valeurs de  $K$  et  $\omega_c$  sont estimées pour chacun des capteurs. Les valeurs obtenues sont regroupées dans le Tableau 5.5.

L'ensemble des diagrammes de Bode associés aux transferts liant la température à la puissance de commande est présenté par la Figure 5.18. Si un seul régulateur est chargé de contrôler la température mesurée par n'importe quel capteur, le régulateur doit prendre en compte l'ensemble des incertitudes paramétriques observées. Nous avons choisi d'utiliser le capteur qui renvoie la température la plus basse (point le plus froid) pour réguler la température associée, tout en protégeant la peinture qui ne doit pas dépasser 30° selon nos spécifications. En conséquence, l'automate prévoit un reset des états internes lors du changement de capteur référence.

L'ensemble des arguments précédents met bien en évidence la nécessité d'utiliser un régulateur robuste. Notre choix s'est porté sur un régulateur CRONE de 3<sup>ème</sup> génération comme indiqué Figure 5.15 .

Capteur	$K$ ( $^{\circ}\text{C} \cdot \text{J}^{-1} \cdot \text{W} \cdot \text{V}^{-1}$ )	$\omega_c$ ( $\text{s}^{-1}$ )	$K_{static} = K/\omega_c$ ( $^{\circ}\text{C} \cdot \text{V}^{-1}$ )
Z3JE	0.0321	0.0022	14.4575
Z3RECB	0.0287	0.0011	26.9993
Z3RECA	0.0202	0.0011	19.8048
Z3RE	0.0070	0.0018	3.8221
Z3VE	0.0480	0.0022	22.3119
Z3JI	0.0080	0.0007	12.0139
Z2REA	0.0061	0.0024	2.5148
Z2VC	0.0087	0.0011	8.1363
Z2RIB	0.0076	0.0015	5.1851
Z2RE	0.0088	0.0027	3.2809
Z2JCB	0.0142	0.0011	13.2636
Z2JCA	0.0160	0.0011	14.7963
Z1RE	0.0038	0.0015	5.5462
Z1VC	0.0074	0.0014	5.2780
Z1RI	0.0065	0.0018	3.5422
Z1REA	0.0047	0.0022	2.0968
Z1REB	0.0037	0.0013	2.9455
Z1JCA	0.0024	0.0018	1.2899
Z1JCB	0.0088	0.0010	8.9360
Z1RIA	0.0084	0.0020	4.1687

Tableau 5.5 : Résultat de l'identification pour chaque capteur

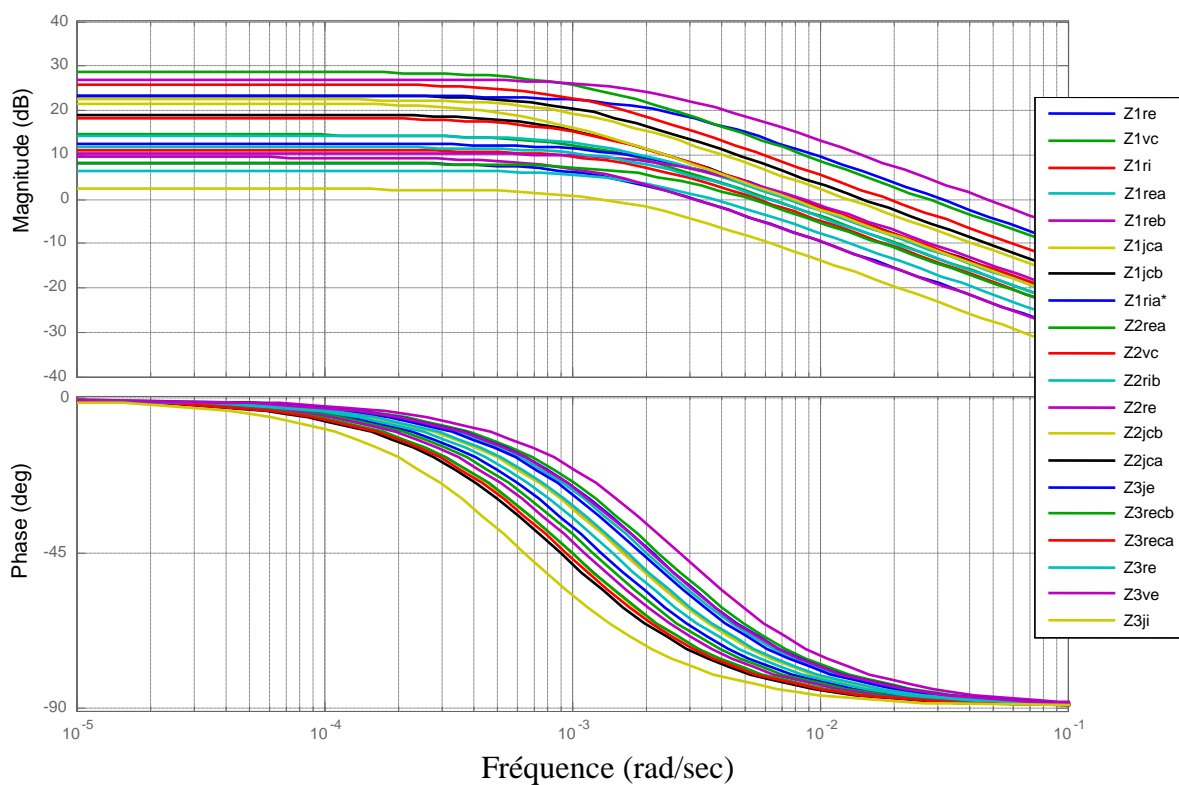


Figure 5.18 : Diagramme de Bode du modèle identifié pour chaque capteur

### 5.4.4 Synthèse du régulateur CRONE de 3e génération

A partir de premiers essais effectués sur la pale au sol à Arfons, nous avons établi certaines contraintes sur l'asservissement, notamment en termes de limitation de l'énergie de commande. En effet, les mesures fournies par les capteurs des bandes de peinture 2 et 3 sont assez bruitées ( $\pm 5^\circ\text{C}$ ) lors des variations de la commande, et nous souhaitons adoucir celle-ci afin d'éviter le phénomène d'emballement que pourrait générer la boucle fermée. Les spécifications suivantes ont donc été imposées :

- un dépassement de la réponse indicielle du système en boucle fermée autorisé de 20% pour le procédé nominal, ce qui correspond à une valeur maximale de 1,74 dB pour le pic de résonance de la fonction de sensibilité complémentaire notée  $T$ .
- 0,15 rad/s de bande passante maximale pour  $T$  pour obtenir des temps de réponse de l'ordre de plusieurs dizaines de secondes.
- un effort de commande maximal (sensibilité de l'entrée du procédé) de 26dB pour assurer une atténuation des bruits de mesure avec un facteur 20. Nous choisissons arbitrairement comme procédé nominal celui correspondant au capteur dont le gain (dynamique) est le plus faible, soit le capteur Z1JCA.

Les paramètres optimaux obtenus par la mise en œuvre de la *toolbox CRONE* pour la fonction de transfert de la boucle ouverte (relation (5.29)) sont :

- $C_0 = 5.76$ ,
- $\omega_0 = 0.005$  rad/s et  $\omega_I = 0.04$  rad/s,
- $a_0 = 1.13$ ,  $b_0 = 1.01$  et  $q_0 = 2$ ,
- $\omega_r = 0.01$  rad/s.

$$\beta_k(s) = K \left( \frac{\omega'_l}{s} + 1 \right)^{n_l} \prod_{k=-N}^{N+} \left[ \left( \frac{1 + \frac{s}{\omega_{k+1}}}{1 + \frac{s}{\omega_k}} \right)^{\alpha_k} \left( Re_{/i} \left[ \left( \alpha_k \frac{1 + \frac{s}{\omega_{k+1}}}{1 + \frac{s}{\omega_k}} \right)^{ib'_k} \right]^{-q_k \text{sign}(b'_k)} \right) \right] \frac{1}{\left( 1 + \frac{s}{\omega'_h} \right)^{n_h}}, \quad (5.29)$$

Le lieu de Nichols de la boucle ouverte nominale et les incertitudes associées sont présentés Figure 5.19. Les contraintes imposées aux fonctions de sensibilité sont représentées Figure 5.20, qui met en évidence que le comportement optimal en boucle ouverte obtenu permet de respecter les contraintes spécifiées.

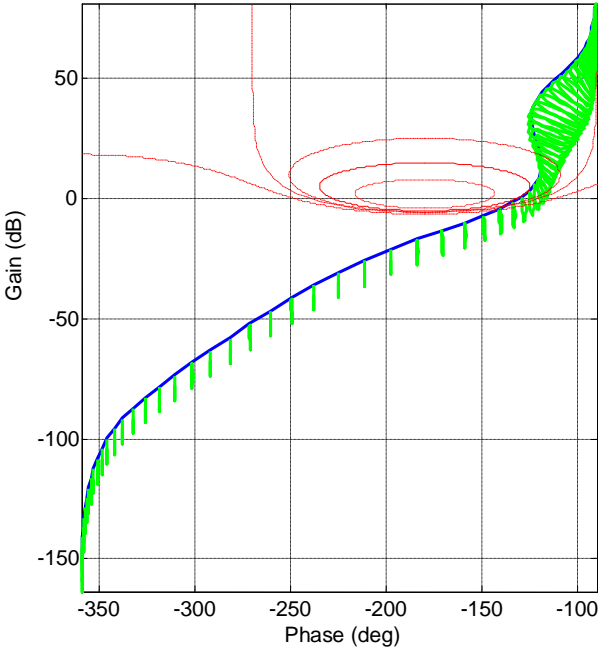


Figure 5.19 : Lieu de Nichols de la boucle ouverte nominale (—) et incertitudes paramétriques (—)

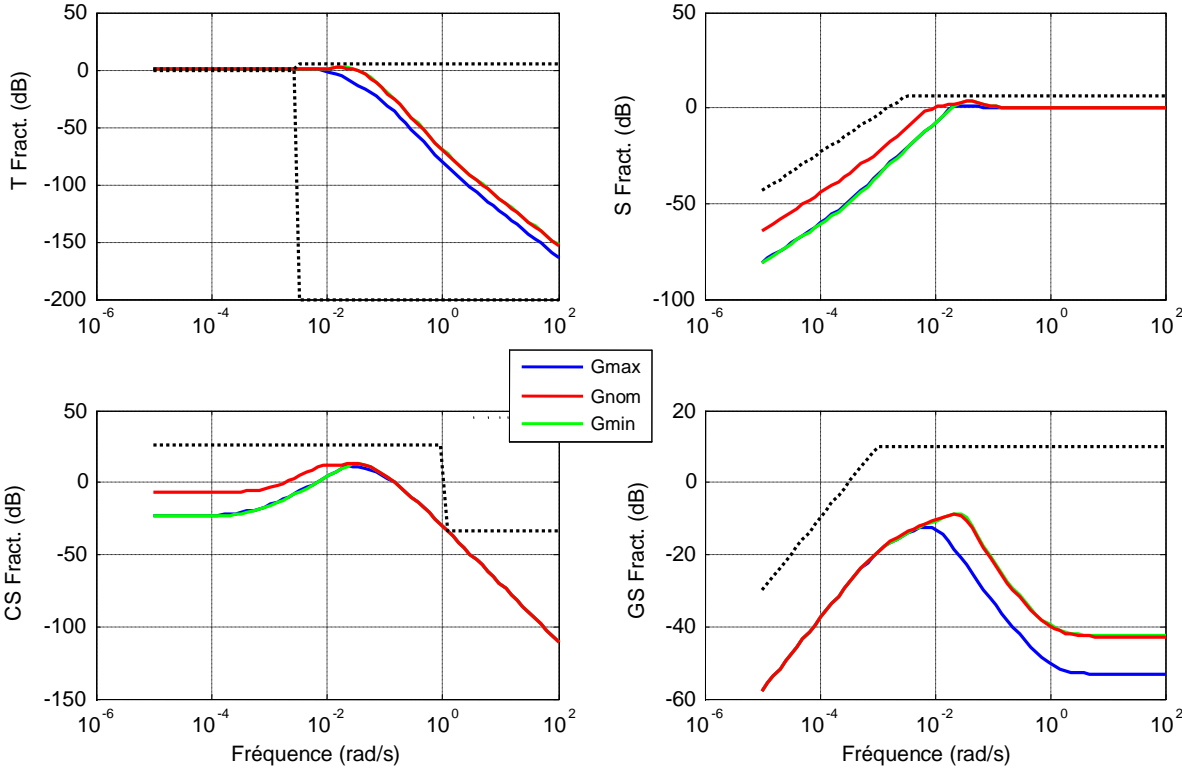


Figure 5.20 : Fonctions de sensibilité et contraintes définies par l'utilisateur

Le régulateur CRONE dont le diagramme de Bode est représenté Figure 5.21, est rationalisé et se présente sous la forme discrète suivante (fréquence d'échantillonnage de 1s) :

$$K_R(z^{-1}) = \frac{0.0102 - 0.000239 z^{-1} - 0.0194 z^{-2} - 0.000562 z^{-3} + 0.010 z^4}{1 - 3.744 z^{-1} + 5.254 z^{-2} - 3.275 z^{-3} + 0.7651 z^{-4}} \quad (5.30)$$



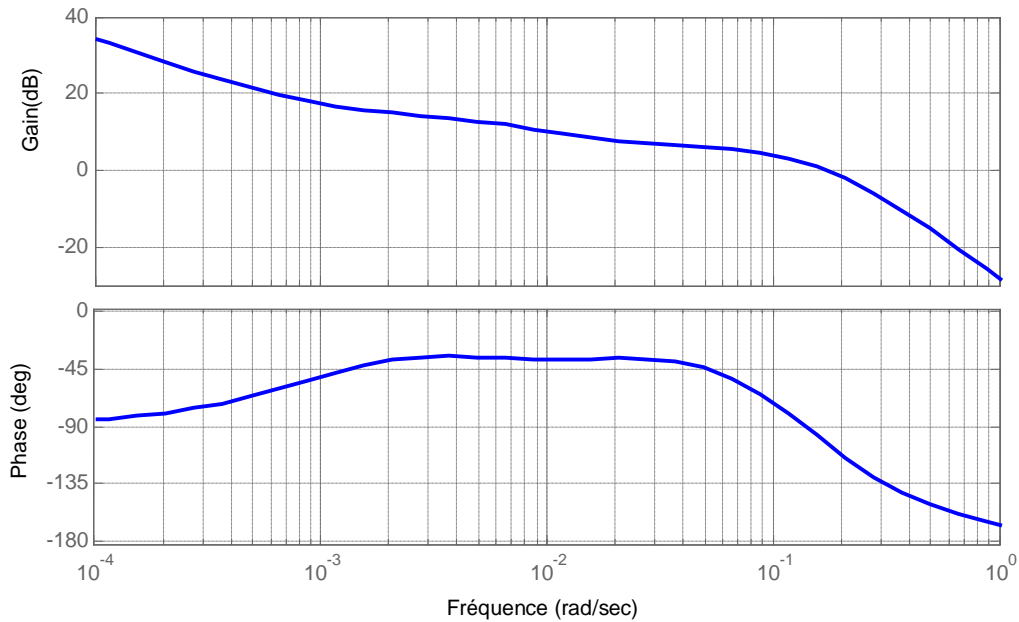


Figure 5.21 : Diagramme de Bode du régulateur CRONE obtenu

La *toolbox CRONE* fournit également un schéma bloc de ce régulateur après décomposition en éléments simples, utilisé pour l'implémentation du régulateur sur automate.

#### 5.4.5 Essais sur la pale au sol et résultats expérimentaux

Après implémentation sur automate, le régulateur obtenu au paragraphe précédent est utilisé pour réguler la température de la bande de peinture intégrée à la pale du prototype présenté en Figure 5.9. Pour tester cette loi de commande, des réponses indicielles ont été effectuées. Les résultats obtenus sont représentés Figure 5.22 et Figure 5.23.

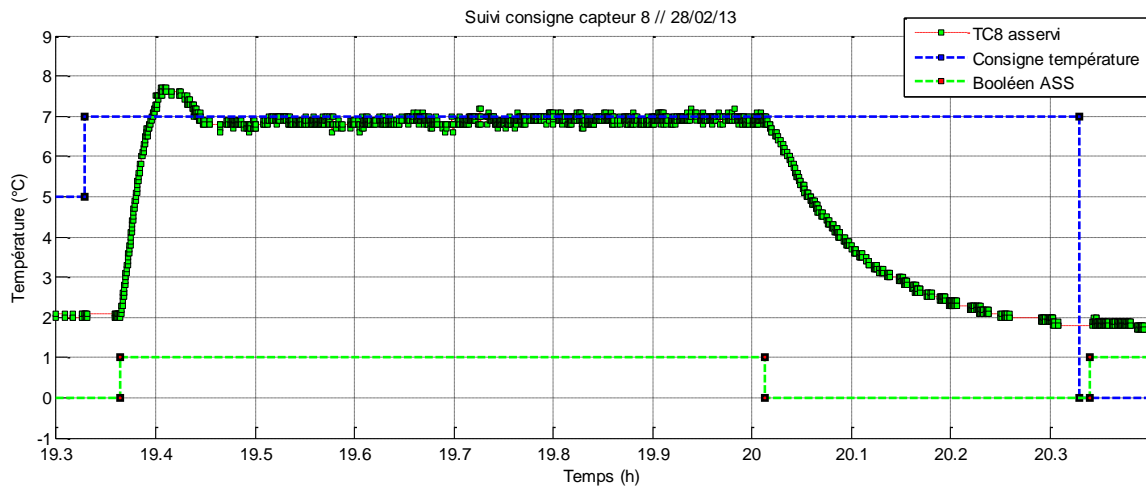


Figure 5.22 : Échelon de consigne sur le capteur 8 (Z2RIB) – Température mesurée et consigne

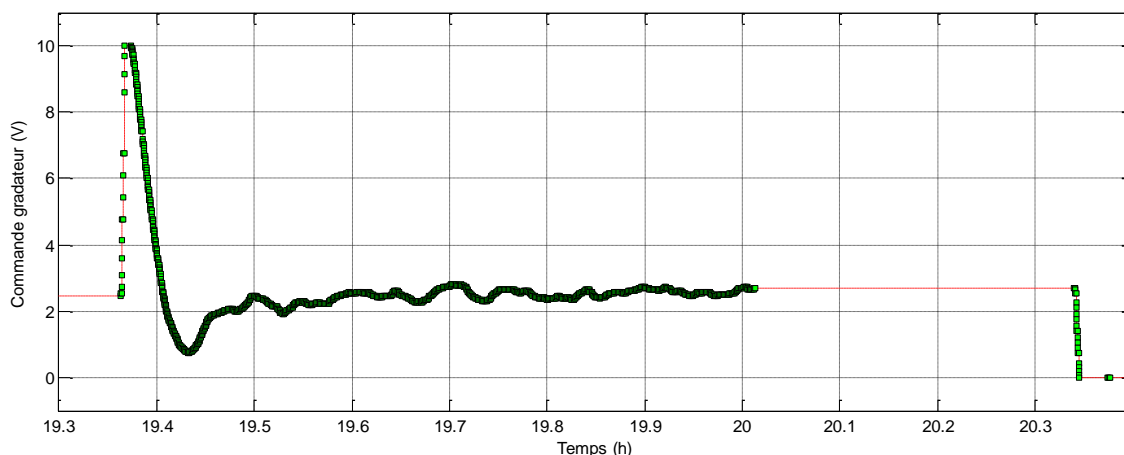


Figure 5.23 : Échelon de consigne sur le capteur 8 (Z2RIB) – Tension de commande (0-10V)

Sur la Figure 5.22, la courbe verte représente l'état du booléen qui active (État '1') ou non (État '0') la régulation. Cette figure permet également de vérifier que le temps de réponse à  $\pm 5\%$  est de 300s environ avec un temps de montée de l'ordre de 90s. Suite aux simulations réalisées sur les différents capteurs et représentés Figure 5.24 et Figure 5.25, il est possible de conclure que les performances du système correspondent à ce que l'on attendait.

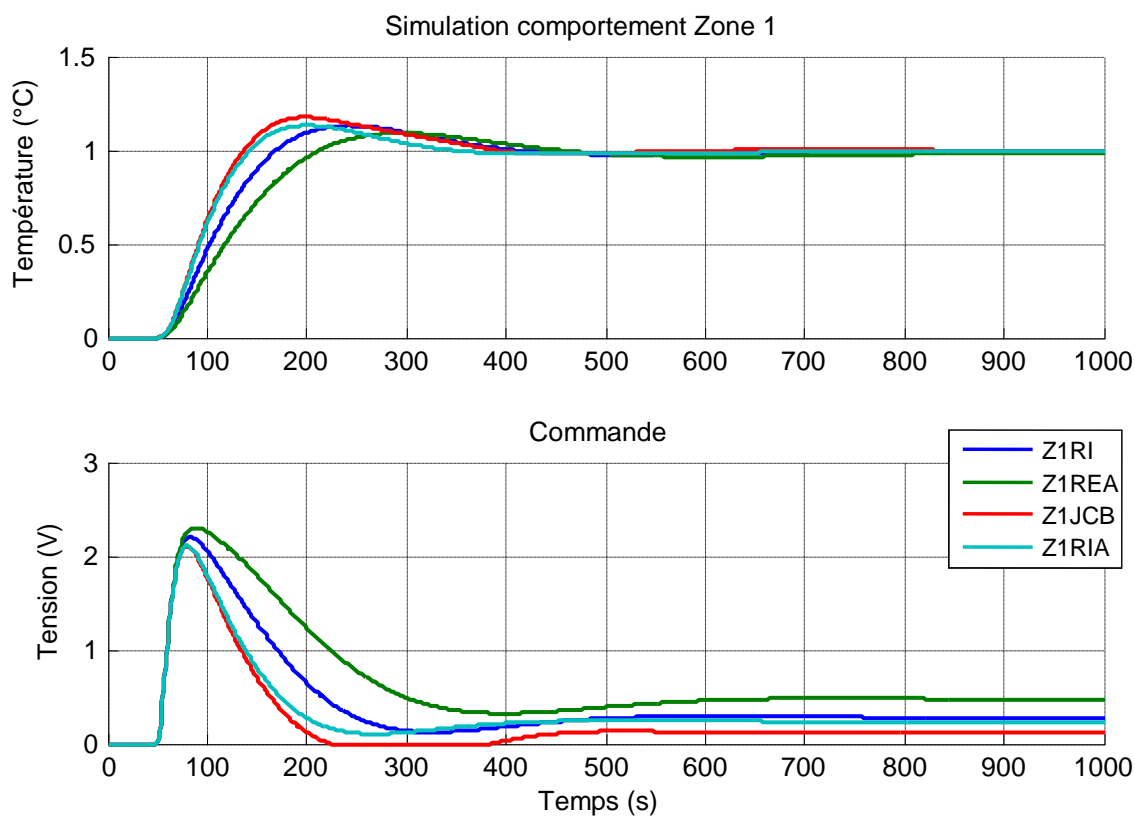


Figure 5.24 : Réponse indicielle et commande pour différents capteurs de la zone 1 (simulation)

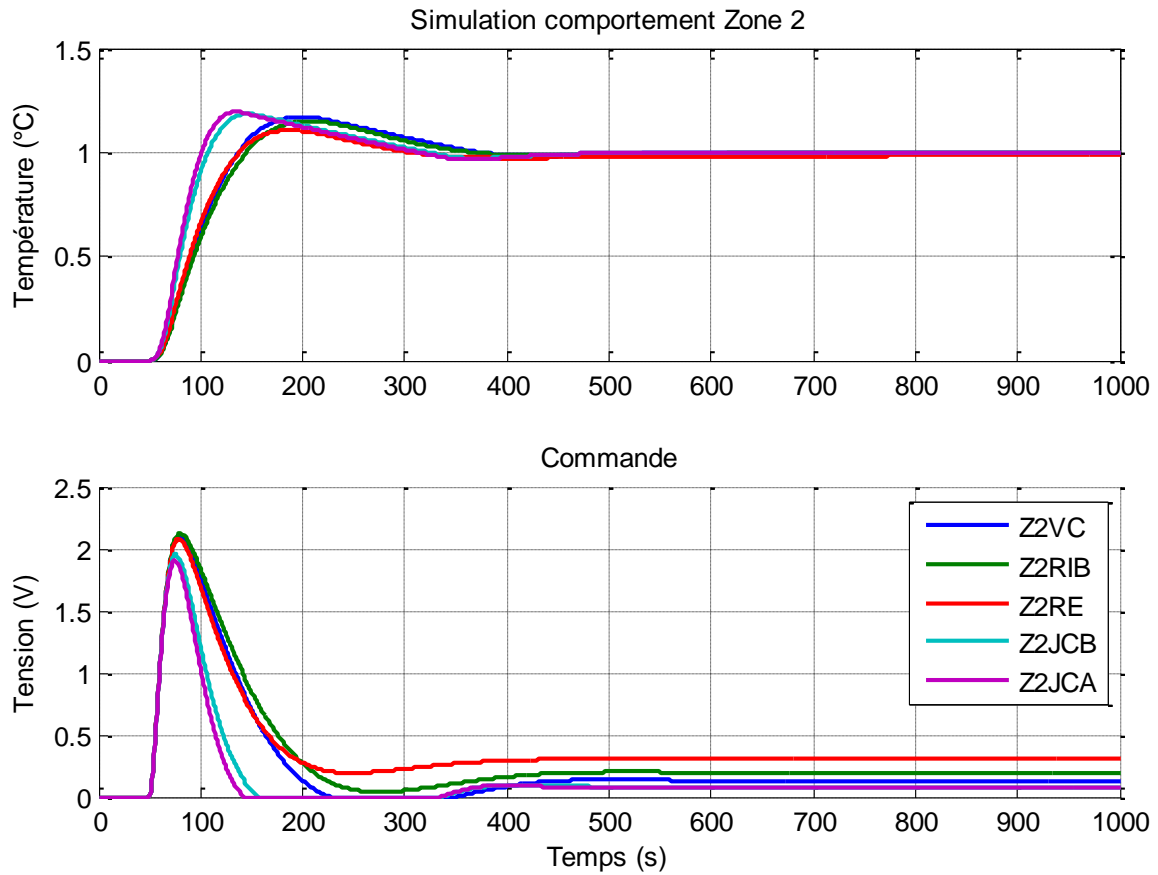


Figure 5.25 : Réponse indicielle et commande pour différents capteurs de la zone 2 (simulation)

Les courbes des Figure 5.26 et Figure 5.27 présentent des résultats similaires pour un asservissement sur le capteur 4 de la zone 1. Cette zone est sous dimensionnée par rapport à la zone 2, ainsi moins de puissance est dégagée par effet Joule, ce qui explique l'absence de dépassement.

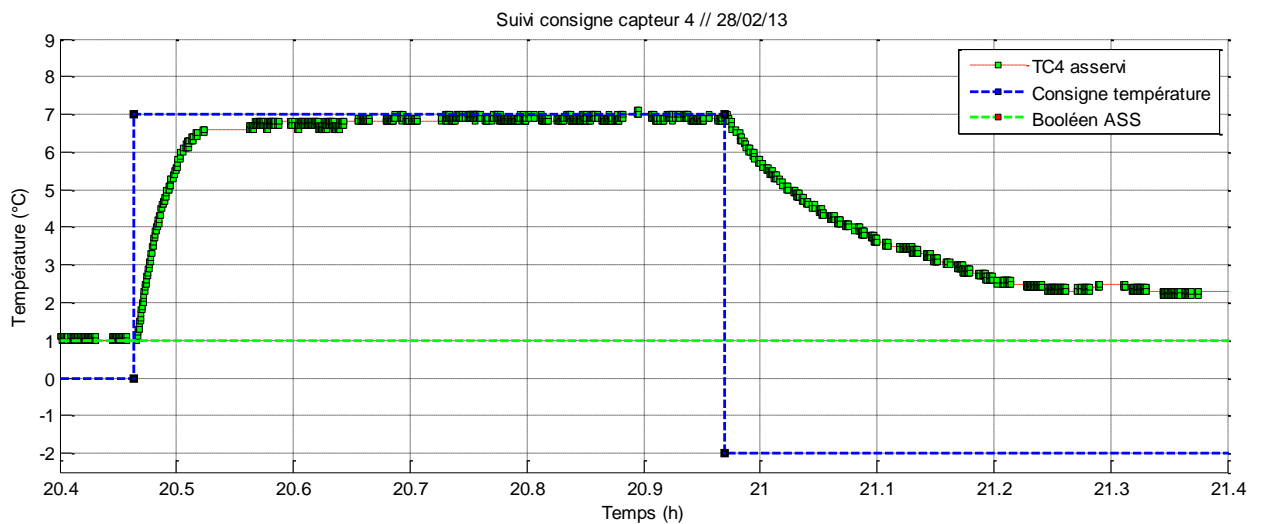


Figure 5.26 : Suivi de consigne sur le capteur 4 (Z1JCB) – Température mesurée et consigne

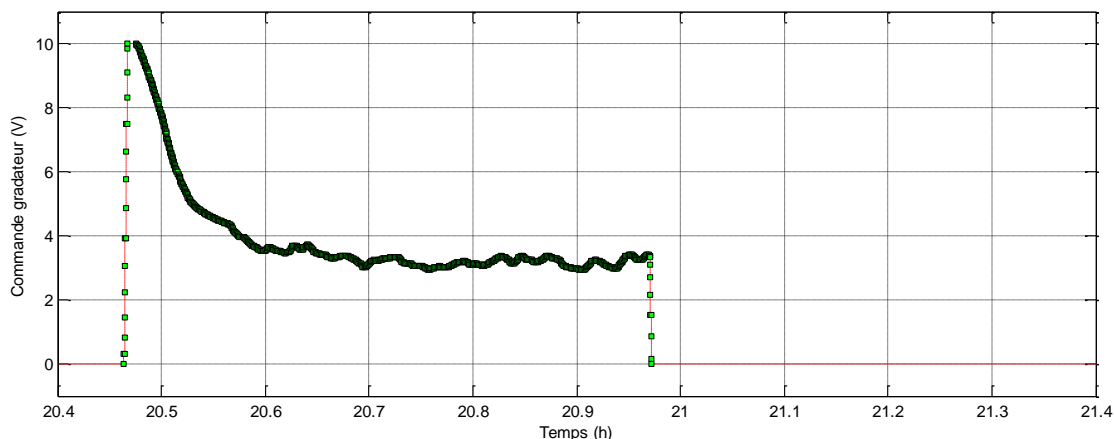


Figure 5.27 : Suivi de consigne sur le capteur 4 (Z1JCB) – Tension de commande (0-10V)

Certains capteurs de la zone 2 présentent un bruit important sur la mesure de température (Figure 5.28), celui-ci apparaissant lorsque la commande est non nulle. Cela laisse supposer un bruit d'origine électromagnétique causé par le hachage effectué par le gradateur sur la tension d'alimentation. Il a été décidé de ne pas considérer ce problème au niveau de la loi de commande, et de tenter de le résoudre par une modification technologique du média de rapatriement des mesures vers l'automate (blindage des câbles, transmission sans fil, etc.)

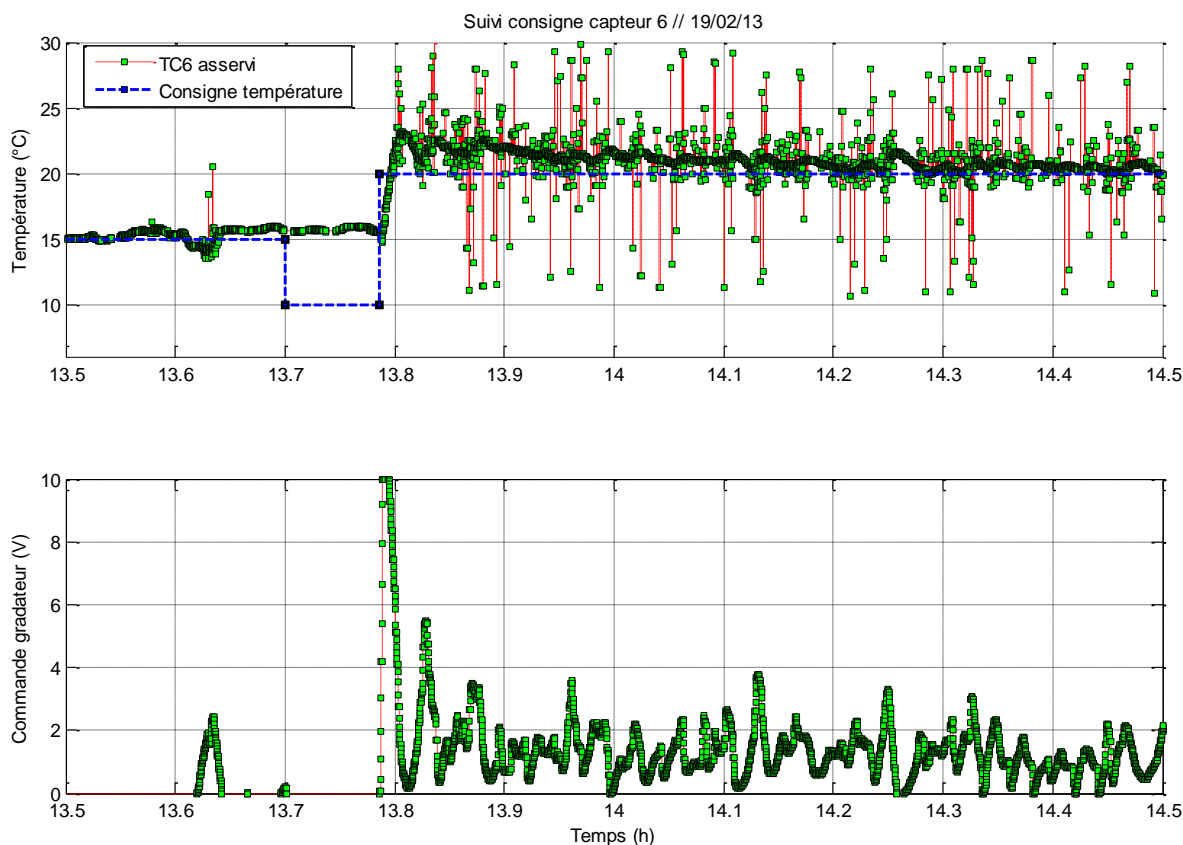


Figure 5.28 : Suivi de consigne sur le capteur 6 (Z2JCA) – Consigne, température mesurée et tension de commande

### 5.4.6 Conclusions sur l'implantation d'un régulateur CRONE

Après modélisation et identification des procédés présents sur le système de chauffe de la surface de la pale, un régulateur CRONE a été synthétisé pour répondre au besoin de robustesse face aux variations paramétriques du procédé issues de la multiplication des points de mesure. Des essais sur prototype (pale au sol) ont été réalisés et de bonnes performances ont été observées.

Pendant, nous avons relevé sur certains capteurs des mesures très bruitées. Seuls les capteurs positionnés aux extrémités des zones 2 et 3 sont bruités : capteurs Z2JCA, Z2JCB et Z2RE (peu sensible à la chauffe). Les capteurs en début de zone 2 et de zone 1 ne présentent aucun bruit (cf. Annexe B).

En ce qui concerne le temps de désaturation du système, la Figure 5.28 illustre l'application d'une consigne inférieure à la température du capteur 6 ( $T_{cons} = 10^{\circ}C$ ), suivie d'une consigne supérieure sur TC6 ( $T_{cons} = 20^{\circ}C$ ). En raison de l'utilisation d'un système anti-windup avec saturation à 0, nous observons une réaction instantanée de la commande, sans retard.

Enfin, les conditions météo étant en évolution constante, l'étude est à approfondir sur la présence de soleil – rayonnement sur la surface de la pale – qui pourrait avoir un effet sur le transitoire durant les phases de chauffe en journée (cf. Annexe B).

## 5.5 Détection du givre

Les paragraphes précédents ont décrit un moyen de dégivrage de pale par chauffage de ces dernières au moyen d'une peinture électriquement conductrice. Au travers de plusieurs essais, le système a été modélisé et une loi de commande robuste de type CRONE lui a été associée. Cette loi de commande permet soit d'assurer le dégivrage de la pale, en appliquant des profils de température permettant une fonte efficace, soit d'assurer l'antigivrage, c'est-à-dire le maintien de la température de la pale à une température faiblement au-dessus de  $0^{\circ}C$ . Si en l'état, ce système peut permettre à une éolienne de continuer à fonctionner durant des épisodes de givre, une fonction essentielle est encore manquante : la détection du givre. Cette fonction permet en effet de n'utiliser le dégivrage ou l'antigivrage que lorsque c'est nécessaire et donc de faire des économies d'énergie. Elle permet aussi de stopper la machine si le système de chauffe ne permet plus de maintenir les pales libres de glace. Enfin, elle peut être utilisée lors du redémarrage d'une machine (au petit matin par exemple) pour vérifier si du givre s'est déposé ou non sur les pales. De ce fait, le paragraphe qui suit présente une

méthode de détection de givre basée sur une analyse de résidus et qui utilise le système de chauffage déjà installé sur les pales.

### 5.5.1 Identification sur prototypes en chambre climatique

Des essais ont été effectués au Centre Scientifique et Technique du Bâtiment (CSTB) de Nantes à l'aide de prototypes de tronçons de pale, un saumon (extrémité de pale) et le pied d'une pale, équipés de peinture chauffante et de thermocouples. La localisation des bandes de peinture et des capteurs est illustrée par la Figure 5.29.

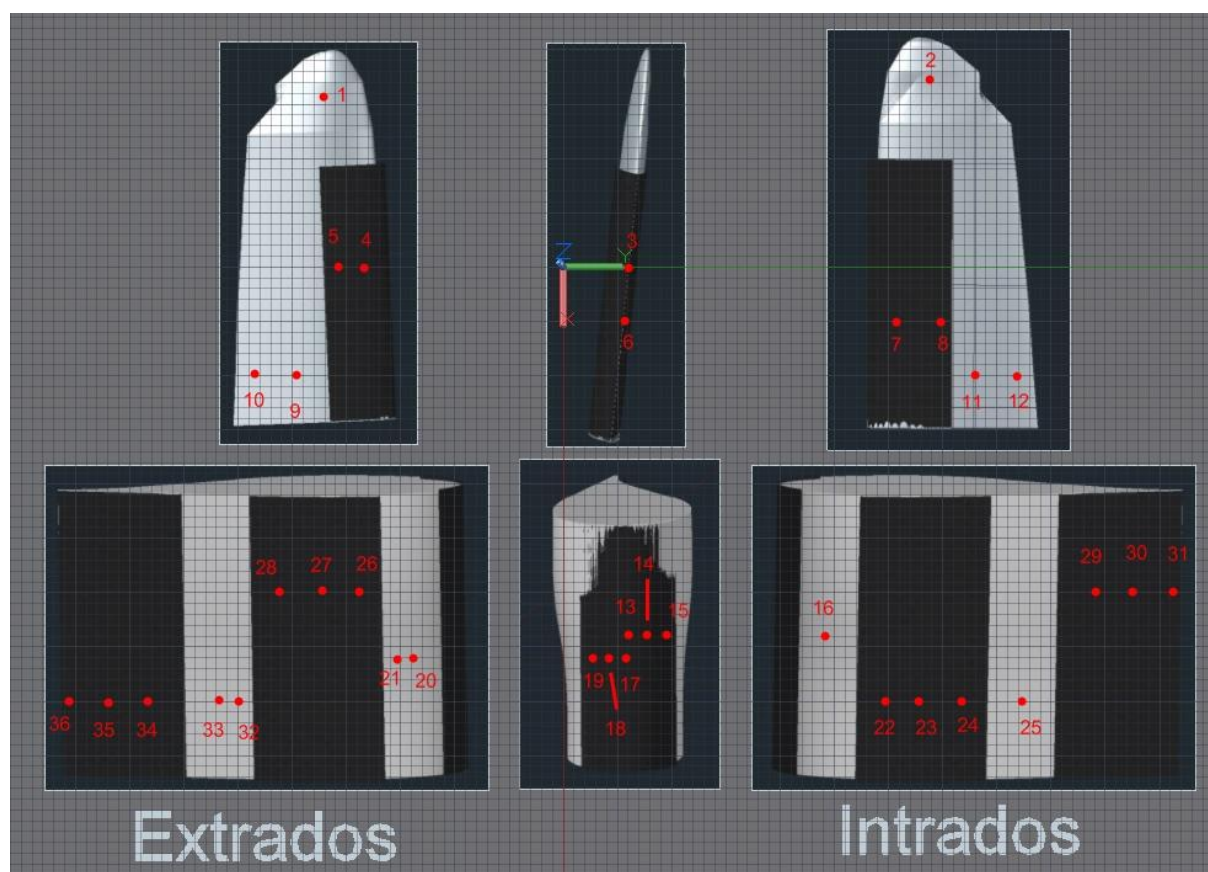


Figure 5.29 : Position des thermocouples et de la peinture chauffante (zone noire) pour les essais effectués au CSTB

Les thermocouples qui illustrent le mieux le comportement de la pale sont ceux positionnés sur le bord d'attaque, ces derniers étant les plus soumis au vent et à la présence de givre. Pour appréhender au mieux le comportement thermique de la pale, il est nécessaire de reproduire plusieurs scénarii et de caractériser la dynamique des prototypes (Figure 5.8) : sans vent ni glace ; avec vent sans glace ; sans vent avec glace. Pour cette caractérisation dynamique, le système est sollicité avec des gradateurs dont la commande est un signal binaire (0-10V) pseudo-aléatoire. Un algorithme d'identification sous MATLAB<sup>®</sup> permet alors de déterminer la

fonction de transfert qui lie la puissance injectée à l'évolution de la température. En se basant sur les modèles théoriques développés précédemment, les paramètres des transferts du 1<sup>er</sup> ordre de la relation (5.13) (en l'absence de glace) et du 2<sup>nd</sup> ordre de la relation (5.18) (avec glace) sont alors déterminés. Pour un point de mesure, la Figure 5.30 présente le signal de sollicitation utilisé et la comparaison entre la réponse en température de la pale et la réponse du modèle obtenu.

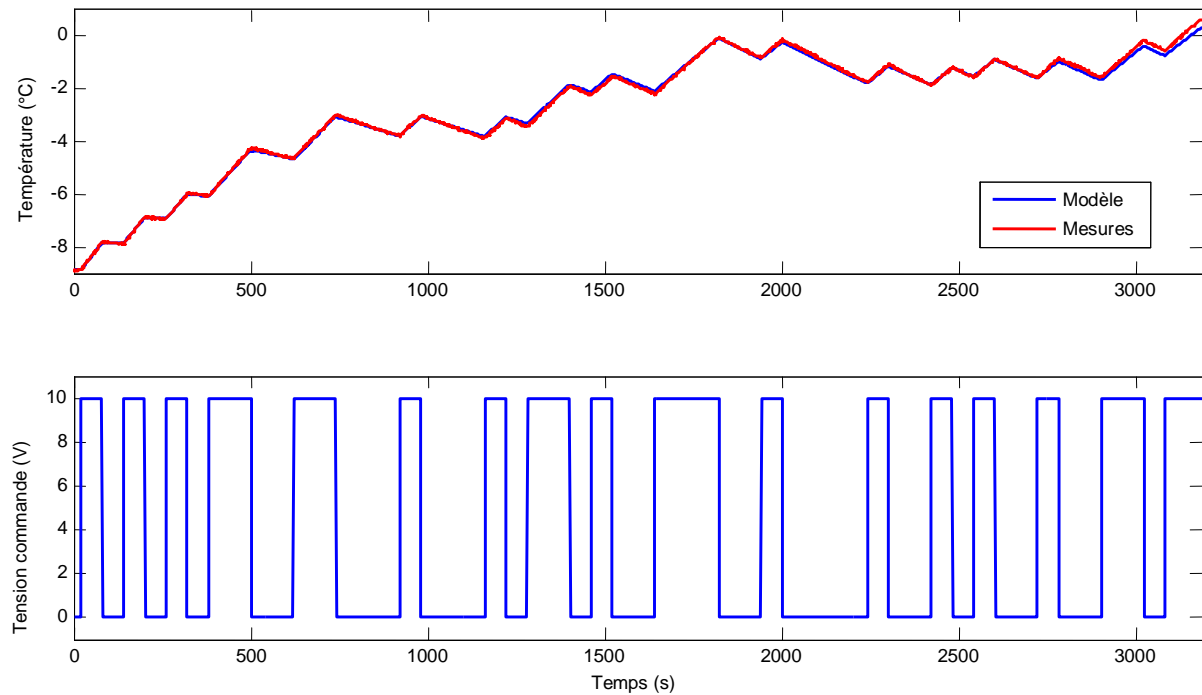


Figure 5.30 : Correspondance du modèle aux mesures (en haut) et signal de commande associé (en bas)

Cette caractérisation dynamique est répétée pour les 18 thermocouples présents sur les bandes chauffantes et pour différentes conditions de vent et de glace. L'ensemble de ces résultats sont présentés sur le diagramme de Bode Figure 5.31.

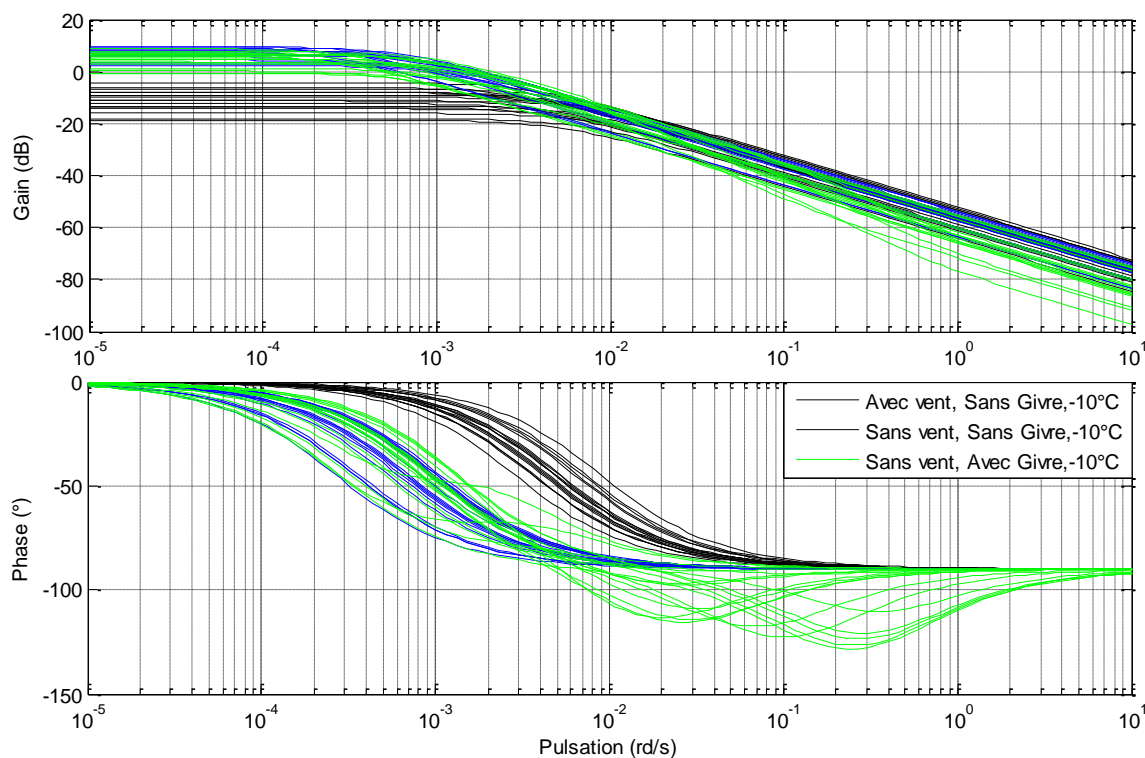


Figure 5.31 : Diagramme de Bode du transfert liant la température à la commande pour l'ensemble des capteurs

En comparaison avec les transferts obtenus pour une sollicitation sans vent ni glace (courbes bleues), on observe :

- qu'en présence de vent et sans glace (courbes noires), le gain statique est fortement diminué ainsi que le temps de réponse (la pulsation de coupure se situe plus haut en fréquence).
- qu'avec de la glace mais sans vent (courbes vertes), le gain diminue moins qu'en présence de vent et la pulsation de coupure est faiblement affectée. Le dépassement du seuil  $-90^\circ$  de la phase s'explique par un transfert d'ordre 2 mais incluant un zéro.

De plus, la couche de givre n'étant pas uniforme lors des essais, les mesures les plus pertinentes sont celles relatives au bord d'attaque où s'est formée l'épaisseur de givre la plus importante. Les résultats en ces points pour le saumon et le pied de pale sont présentés Figure 5.32 et Figure 5.33.



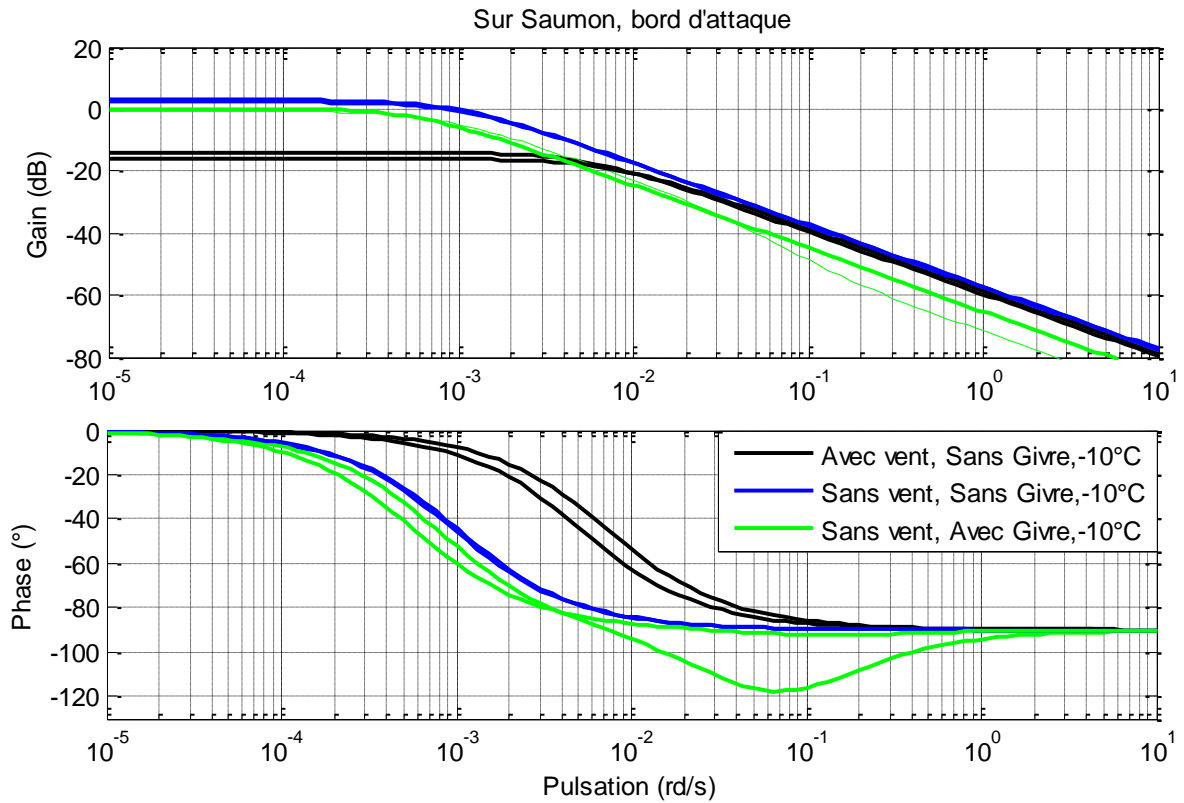


Figure 5.32 : Diagramme de Bode du transfert liant la température à la commande pour des mesures au niveau du bord d'attaque du saumon

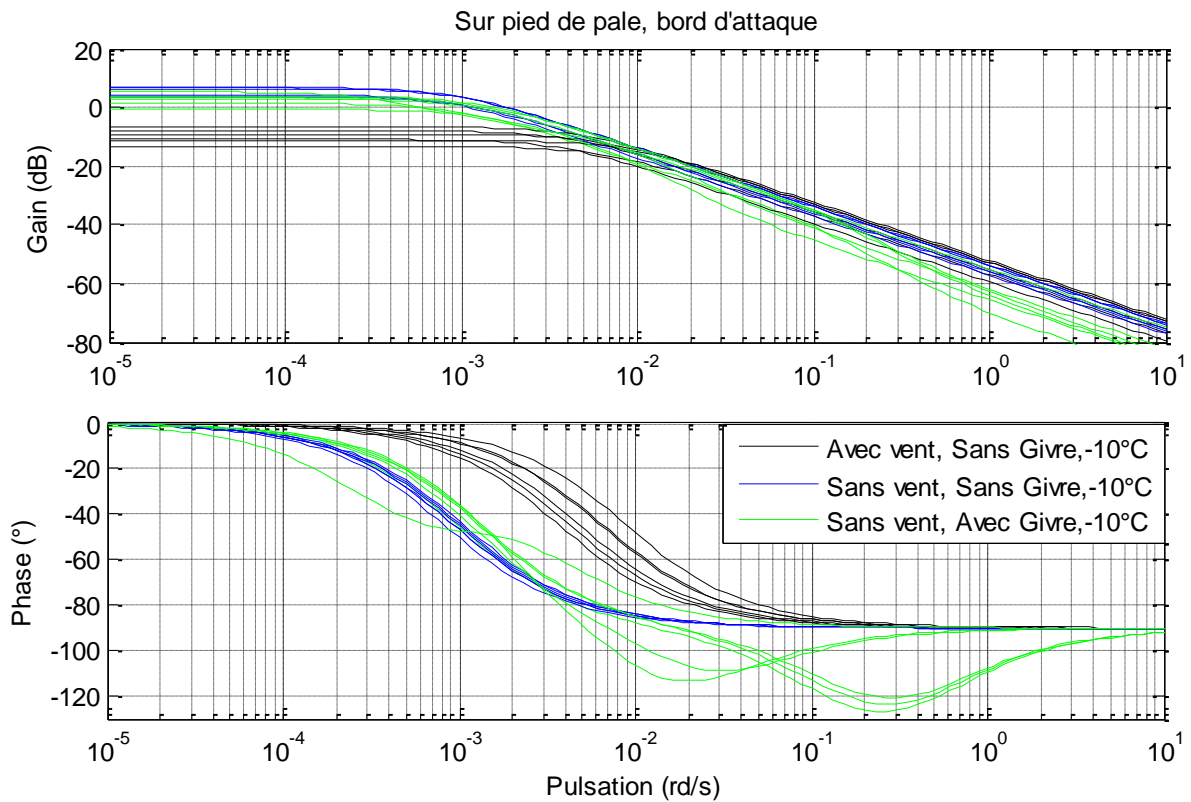


Figure 5.33 : Diagramme de Bode du transfert liant la température à la commande pour des mesures au niveau du bord d'attaque du pied de pale

Ces essais ont mis en évidence que la présence de glace modifie le comportement dynamique du système liant la température à la commande de chauffe. Le gain statique diminue légèrement et la pulsation de coupure avec glace peut être supérieure ou inférieure à celle observable dans les mêmes conditions mais sans glace.

La durée limitée des essais effectués au CSTB n'ont pas permis d'explorer le cas avec vent et glace. La campagne d'essais décrite au paragraphe suivant et effectuée dans l'enceinte thermique au laboratoire IMS a alors permis de compléter cette modélisation et également de valider/vérifier les conclusions qui viennent d'être énoncées.

### 5.5.2 Analyse des signaux sur plaque prototype en enceinte thermique

Le prototype testé est la plaque d'époxy recouverte d'une couche de peinture chauffante et instrumentée avec sept thermocouples placés sous la peinture, complétés par des thermocouples de surface (entre la peinture et la glace) et un thermocouple pour la mesure de température ambiante (Figure 5.7). Le vent est simulé par une projection d'air comprimé (à 20°C environ) jusqu'à 20 m/s.

La même caractérisation dynamique que celle effectuée lors des essais au CSTB est réalisée et conduit aux fonctions de transfert dont les réponses fréquentielles sont présentées Figure 5.34.

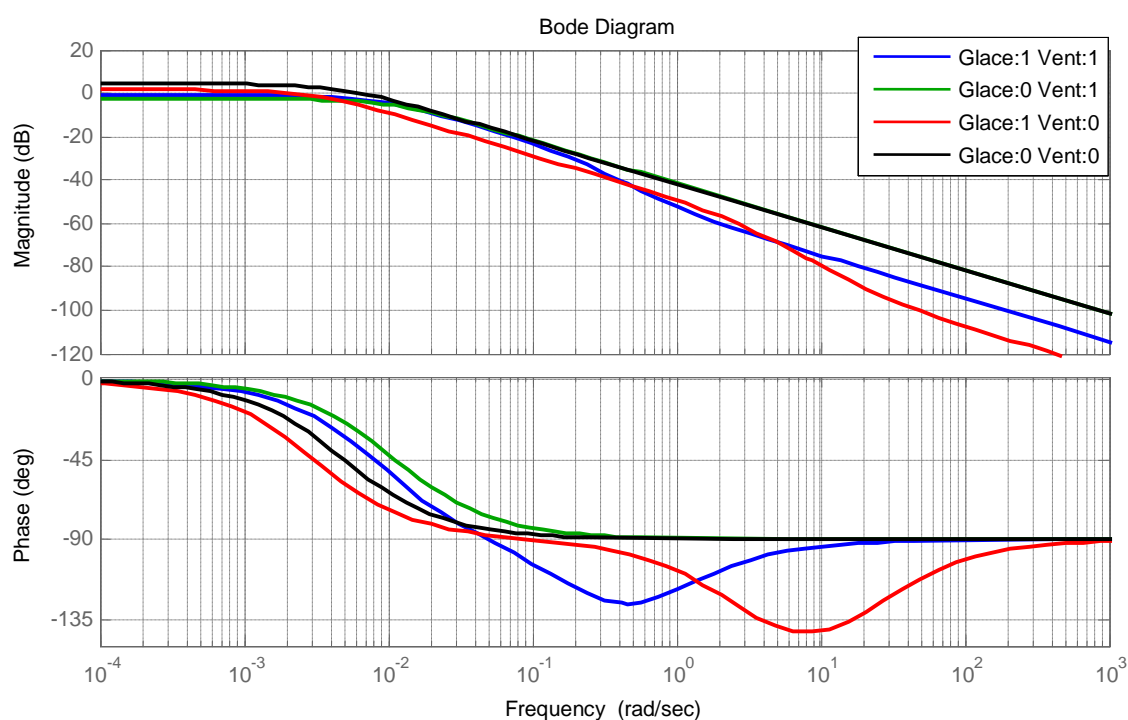


Figure 5.34 Modèles identifiés sur la plaque prototype

Nous pouvons conclure que ces résultats sont identiques à ceux obtenus à partir des essais du CSTB en comparant avec le cas de la Figure 5.33 sans vent ni glace en vert. La Figure 5.35 présente un zoom sur les basses fréquences où l'on observe les variations du comportement dynamique.

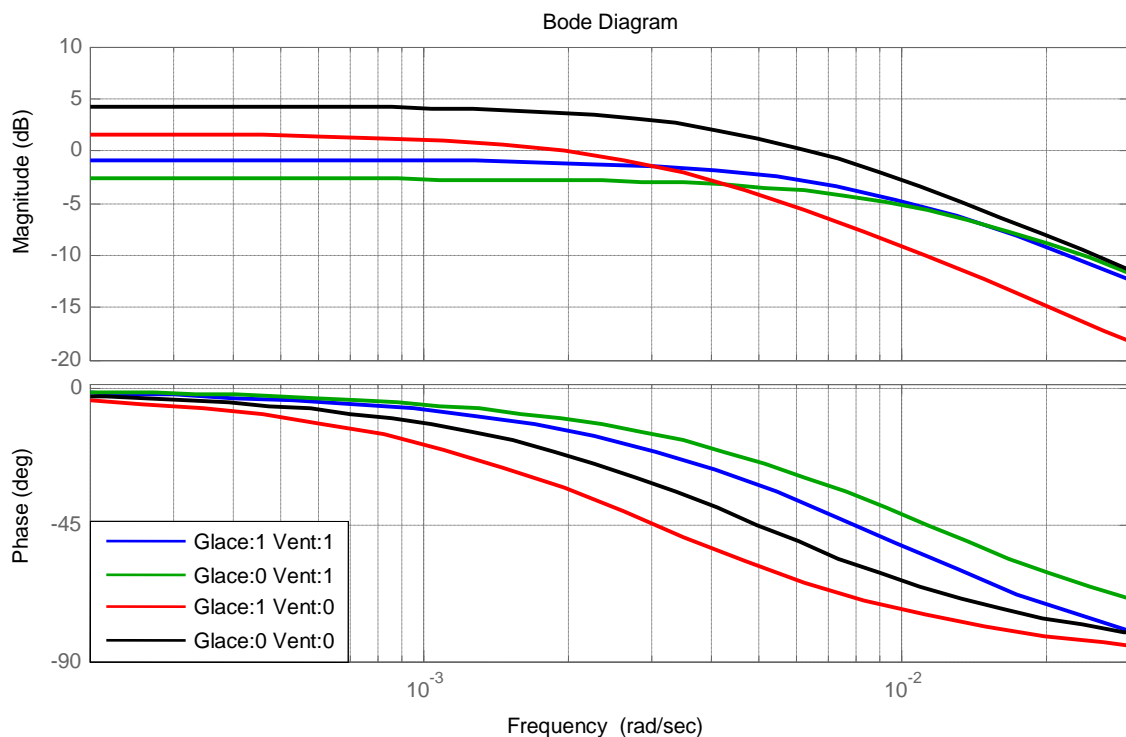


Figure 5.35 Zoom en basse fréquence sur les modèles identifiés

Pour conclure sur ces essais réalisés en enceinte thermique, la présence de givre :

- diminue légèrement le gain statique du système ce qui est en accord avec les observations faites sur les essais du CSTB,
- apporte un déphasage toujours plus important que dans le cas d'absence de givre (pulsation de coupure plus faible).

Ces différences de comportement seront exploitées au paragraphe suivant pour mettre en évidence la présence de givre sur la pale.

### 5.5.3 *Changement de phase (solide/liquide)*

Outre un comportement dynamique et statique du modèle liant la température de la peinture à la commande de chauffe qui varie en présence de glace, il est également possible d'exploiter le changement d'état de l'eau pour détecter la présence de givre (fusion de la glace).

Lors de la fonte, la glace reste à température constante de  $0^{\circ}\text{C}$  et a besoin d'absorber une certaine quantité d'énergie (chaleur latente de fusion) [Battaglia *et al.*, 2010], ce qui empêche l'élévation de la température pendant le temps de fonte.

A titre d'exemple, avec une température  $T_{\text{amb}} = -10^{\circ}\text{C}$  et selon les dimensions du prototype, une épaisseur d'environ 1cm de glace et la puissance maximale fournie au système, un temps théorique d'environ 15.000 secondes est nécessaire pour faire fondre toute la glace sur la plaque échantillon dans l'enceinte thermique. Durant ce temps important, on peut penser qu'un mélange de glace et d'eau dont la température est proche de  $0^{\circ}\text{C}$  va rester en contact avec la plaque. C'est ce qui est vérifié par les essais. En effet, la Figure 5.36 présente les résultats d'un test réalisé sur la plaque prototype où la température a d'abord été stabilisée aux environs de  $-6^{\circ}\text{C}$ . A l'instant 1000s, une commande maximale est alors appliquée (puissance de chauffe maximale) pour faire fondre la glace. Il est constaté sur les courbes associées aux capteurs en surface et sous peinture localisés au point de mesure n°1, que la température de la surface de la plaque augmente en réchauffant la glace, puis stagne autour de  $0^{\circ}\text{C}$  jusqu'à l'instant 12.000 secondes, ce qui est l'ordre de grandeur attendu. Ensuite, la température s'élève à nouveau, le système réchauffant l'eau contenue sur la plaque.

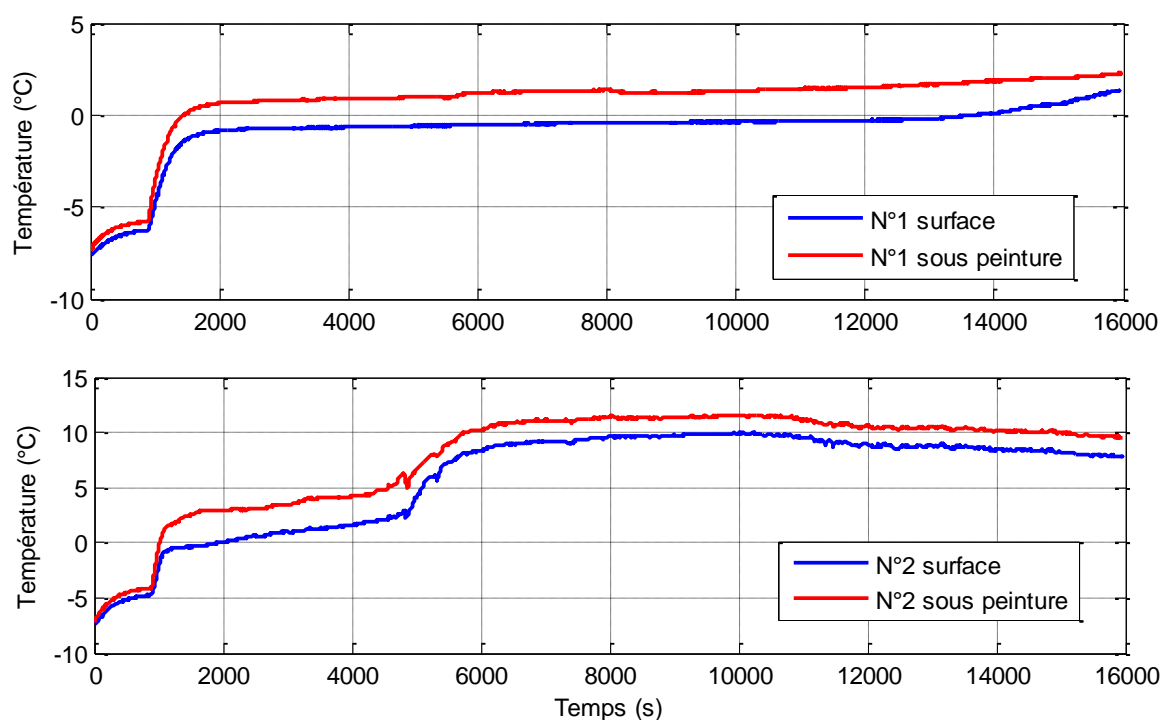


Figure 5.36 : Résultats expérimentaux pendant la fusion de la glace

Le même phénomène se produit sur les courbes associées aux capteurs au point de mesure n°2 (Figure 5.36) mais la remontée en température, significative de la fonte de la glace

s'effectue de manière plus précoce (instant 5000s). La raison de cette remontée en température a été expliquée visuellement. La fonte de la glace conduisant à une circulation d'eau et d'air entre la plaque et la glace restante, à l'instant 5000s, une bulle d'air est venue se positionner au-dessus du capteur 3. Cette bulle a été libérée vers l'instant 12.000s. Compte tenu de ces résultats, nous utiliserons le changement de gain statique pour détecter la présence de glace ou non.

### 5.5.4 Mise en œuvre d'un observateur

#### 5.5.4.1. Résultats en enceinte thermique - Observateur sans vent

Les variations dynamiques du modèle liant la température de la peinture à la puissance de chauffe sont à présent utilisées pour détecter la présence de givre. Pour cela, un observateur basé sur un retour dynamique est construit. Cet observateur est représenté Figure 5.37.

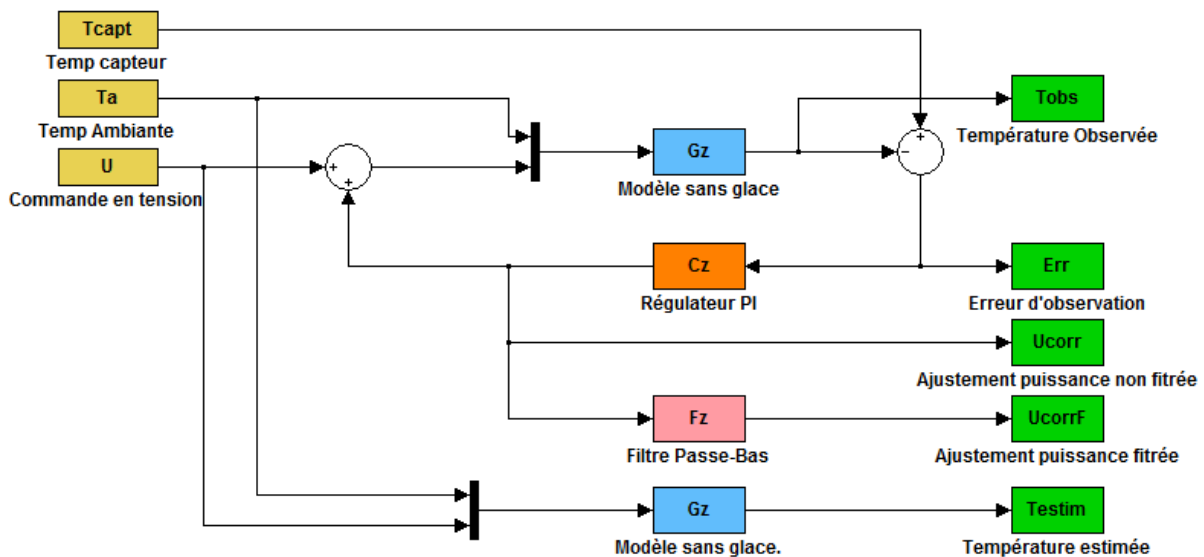


Figure 5.37 : Schéma SIMULINK® de l'observateur

L'objectif est de comparer la température réelle provenant du capteur (mesure  $T_{capt}$ ) avec la température observée ( $T_{obsv}$ ) provenant du modèle du système sans glace ( $G_z$ ). Cette variable dépend des deux entrées suivantes : la température ambiante ( $T_a$ ) et la commande en tension ( $U$ ). Le résultat de cette comparaison (l'erreur d'observation  $Err$ ) donne lieu à une correction de la « commande » si l'erreur est non nulle (passage dans le bloc régulateur PI  $C_z$  et ajout à la commande). La température estimée ( $T_{estim}$ ) est la température provenant du modèle  $G_z$  en boucle ouverte, agissant comme modèle témoin. En raison de la possibilité d'obtenir des mesures de température bruitées, un filtre passe-bas ( $F_z$ ) est nécessaire pour observer et/ou utiliser une commande filtrée.

Ainsi, grâce au schéma précédent, nous pouvons mettre en avant le fait que le comportement dynamique du système avec givre varie très fortement au moment où la glace fond. En effet, la quasi-totalité de la puissance est alors absorbée pour le changement d'état de l'eau et ne provoque pas d'augmentation de la température. Cela se traduit par un gain quasi-nul pour le système liant la puissance fournie et l'élévation en température. Au niveau de l'observateur, cela se traduit par une désadaptation du modèle  $G_z$  (sans glace) par rapport au système réel. L'asservissement réagit à cette désadaptation en augmentant fortement la commande issue du régulateur  $C_z$  (commande nulle lorsque le système est bien représenté par le modèle). Cette augmentation de la commande peut alors être utilisée pour statuer sur la présence de givre, après filtrage notamment (filtre  $F_z$ ) et détection d'un seuil prédéfini.

Pour illustrer ces propos, le capteur 4 du modèle réduit (plaque époxy) est utilisé pour générer des données en l'absence de glace. A partir de ces données, la fonction de transfert obtenue par identification est (sous forme discrète  $G_z$  dans le schéma de la Figure 5.37) :

$$G_{capt4}(p) = \frac{0.013}{0.0067 + p} \quad (5.31)$$

$$G_z(z^{-1}) = \frac{0.01296}{1 - 0.9933 z^{-1}} \quad (5.32)$$

Le régulateur PI classique  $C_z$  inséré dans la boucle d'observation est calculé pour assurer une pulsation au gain unité en boucle ouverte au moins 10 fois supérieure à la pulsation de coupure du procédé. Le régulateur discret suivant (période d'échantillonnage de 1s) est alors obtenu :

$$C_z(z^{-1}) = \frac{5.2619 + 0.1045z^{-1} - 5.1574z^{-2}}{1 - 1.3318z^{-1} + 0.3318z^{-2}} \quad (5.33)$$

Le filtre passe bas  $F_z$ , utilisé pour débruiter le signal obtenu, est défini par la fonction de transfert :

$$F_z(z^{-1}) = \frac{0.00995 z^{-1}}{1 - 0.99 z^{-1}} \quad (5.34)$$

Pour chaque essai de validation qui vont suivre, la température est initialement asservie à  $-1^\circ\text{C}$  (condition initiale). La puissance maximale (commande de 10V) est ensuite appliquée au gradateur afin d'engager la fonte de la glace très rapidement. Les réponses temporelles issues du capteur, en sortie du modèle (température estimée) et en sortie du régulateur  $C_z$  dans les cas avec et sans glace sont respectivement représentées Figure 5.38 et Figure 5.39 – où les courbes rouges et vertes sont superposées.

Sur l'essai sans glace Figure 5.38, la courbe bleue représente la réponse de l'observateur en boucle ouverte (sortie  $T_{estim}$ , c'est-à-dire la température que l'on devrait obtenir à partir du modèle identifié. Cette réponse est assez proche de la réalité : l'erreur est inférieure à 10% (moins de 2°C d'erreur pour un delta T de 15°C). De ce fait, la commande en sortie du régulateur reste proche de 0. Les oscillations sur la puissance corrigée, quand la température est régulée sous 0°C, sont générées par la commande 0-10V en entrée des gradateurs.

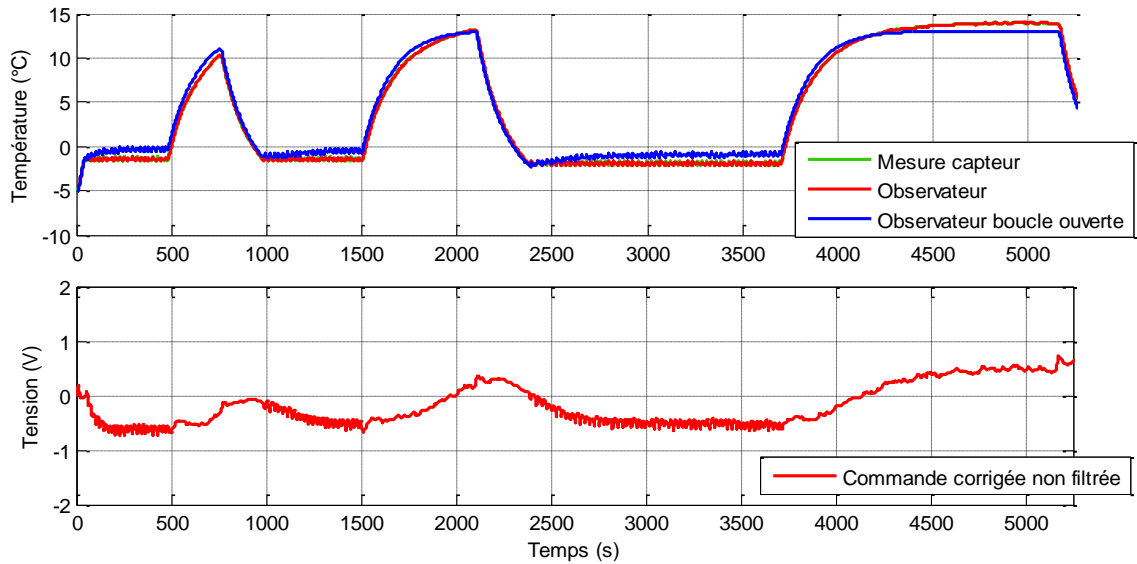


Figure 5.38 : Essai sans vent sans glace – En haut : températures réelle, estimée et du modèle  
– En bas : correction sur la puissance de commande

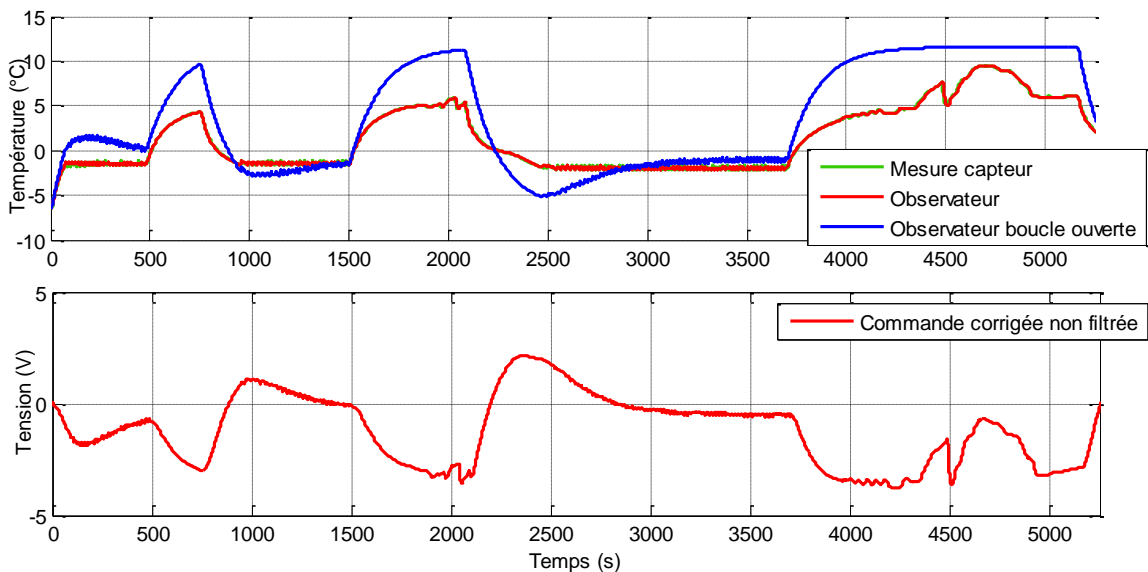


Figure 5.39 : Essai sans vent avec glace – En haut : températures réelle, estimée et du modèle  
– En bas : correction sur la puissance de commande

En présence de glace et comme l'illustre la Figure 5.39, les courbes rouge et verte (températures observée et réelle) sont bien en dessous de la courbe bleue (température estimée

du modèle sans glace). Dans ce cas, la présence de glace se traduit par une diminution du gain statique et donc par une correction globalement négative de la puissance (courbe rouge en bas).

Les pics de température qui apparaissent aux instants [ $\approx 2000s$ ] et [ $4500-5000s$ ] correspondent à des déplacements d'eau et de petits blocs de glace dans l'espace entre la glace et la plaque. Ce phénomène confirme que la glace est en train de fondre.

En conclusion, en l'absence de vent, le système bouclé de la Figure 5.37 produit un signal de commande dont le niveau devient important en présence de glace et qui permet donc de détecter la présence de glace.

#### 5.5.4.2. *Résultats en enceinte thermique - Observateur avec vent*

En présence de vent, il faut modéliser précisément le phénomène de convection thermique. Il s'agit en fait de calculer le coefficient de convection  $h$  (en  $W \cdot ^\circ C^{-1}$ ) qui apparaît sur la Figure 5.14, afin de pouvoir paramétrer le modèle de l'observateur en fonction du vent, et notamment la pulsation de coupure  $\omega_c$  définie par la relation (5.11).

Pour ce faire et dans un premier temps, des essais ont été réalisés pour définir la dépendance de  $\omega_c$  avec la vitesse du vent, de sorte notamment que l'observateur détecte bien l'absence de glace (correction de puissance quasi nulle sans glace) en présence de vent.

Ainsi, une série de test de caractérisation avec une commande SBPA hors enceinte thermique a été réalisée pour des vents allant jusqu'à  $18 \text{ m/s}^{-1}$ . Pour chaque essai, un modèle a été identifié avec un calcul précis du paramètre  $\tau = \frac{1}{\omega_c}$  (relation (5.13)). La Figure 5.40 présente les températures mesurées pour chaque vitesse de vent.

Nous observons bien que l'augmentation de la vitesse du vent diminue le gain statique  $\frac{K}{\omega_c}$ . L'évolution de la pulsation de coupure  $\omega_c$  en fonction de la vitesse du vent est présentée Figure 5.41. On remarque que la pulsation  $\omega_c$  augmente quand le vent apparaît ce qui diminue donc le temps de réponse  $\tau = \frac{1}{\omega_c}$ . Cependant, les pentes à l'origine du signal de température à chaque variation de type échelon de la commande semblent quasi-constantes. Ceci indique que le paramètre  $K$  serait quasi-constant. Ces résultats montrent la dépendance du modèle à la vitesse de vent. Néanmoins, dans les essais à venir nous allons tenter de déterminer s'il est possible de faire abstraction de la présence ou pas de vent.



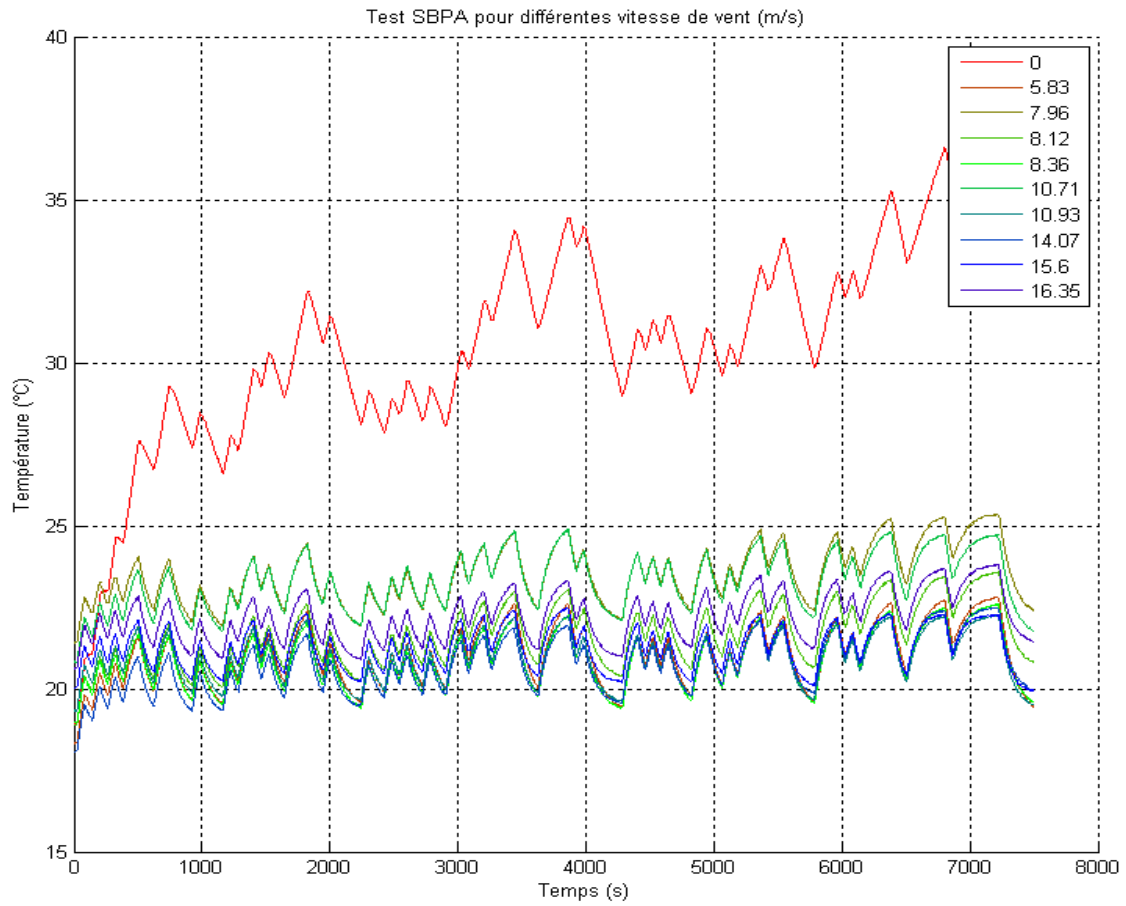


Figure 5.40 : Essai SBPA pour plusieurs vitesses de vent et évolution de la température en surface

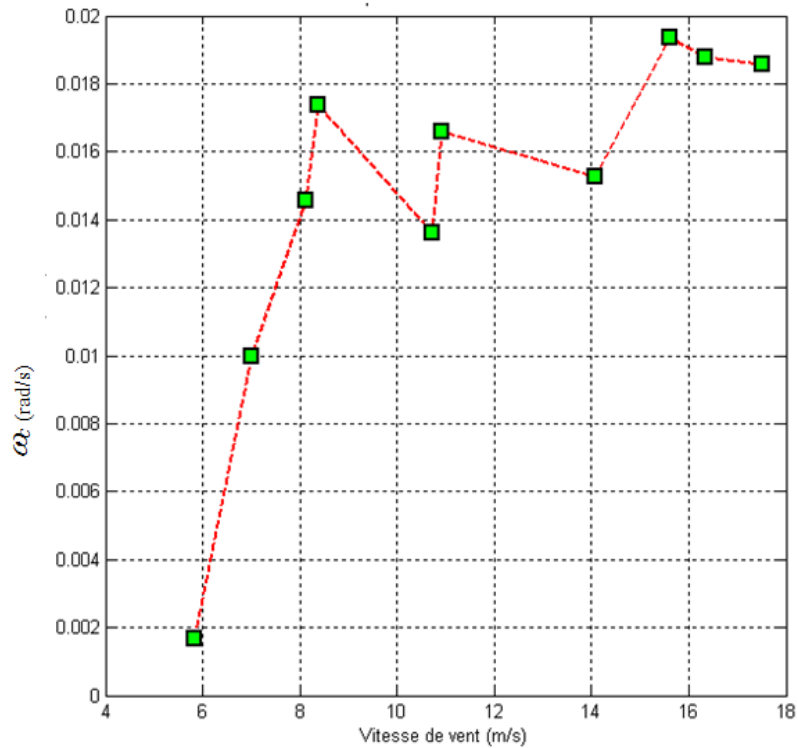


Figure 5.41 : Influence de la vitesse du vent sur le paramètre  $\omega_c$

Des essais avec vent en présence ou non de glace sont donc finalement réalisés pour valider la possibilité de détecter la présence de glace en utilisant l'observateur de la Figure 5.37 et en statuant sur le niveau du signal de commande issu du régulateur  $C_z$ . Les résultats obtenus sont présentés Figure 5.42 et Figure 5.43.

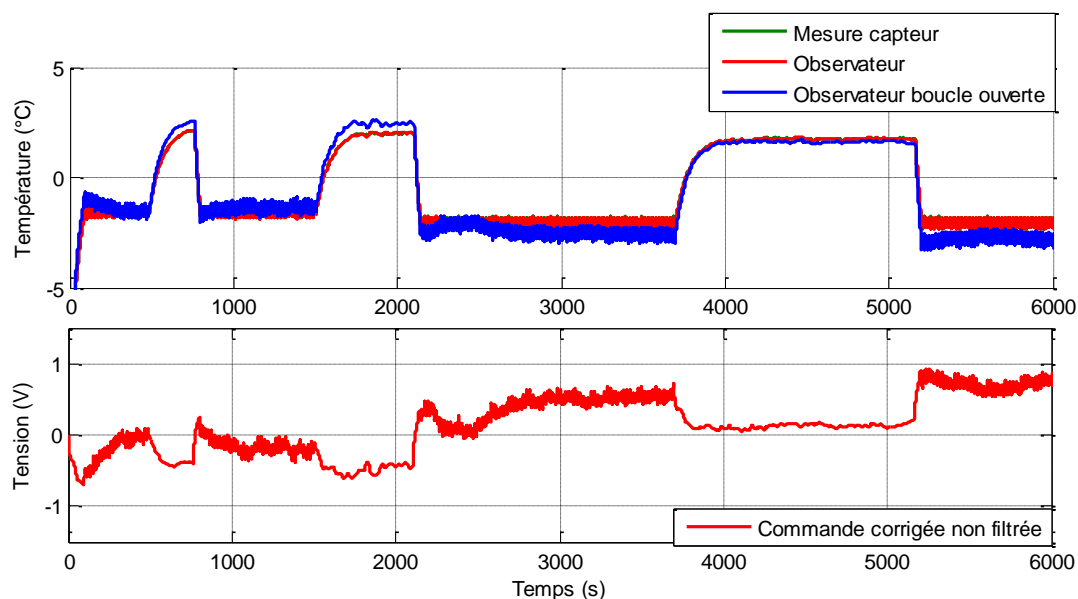


Figure 5.42 : Franchissement du point  $0^{\circ}\text{C}$ , sans glace avec vent – En haut : températures réelle, estimée et issue du modèle – En bas : correction sur la puissance de commande

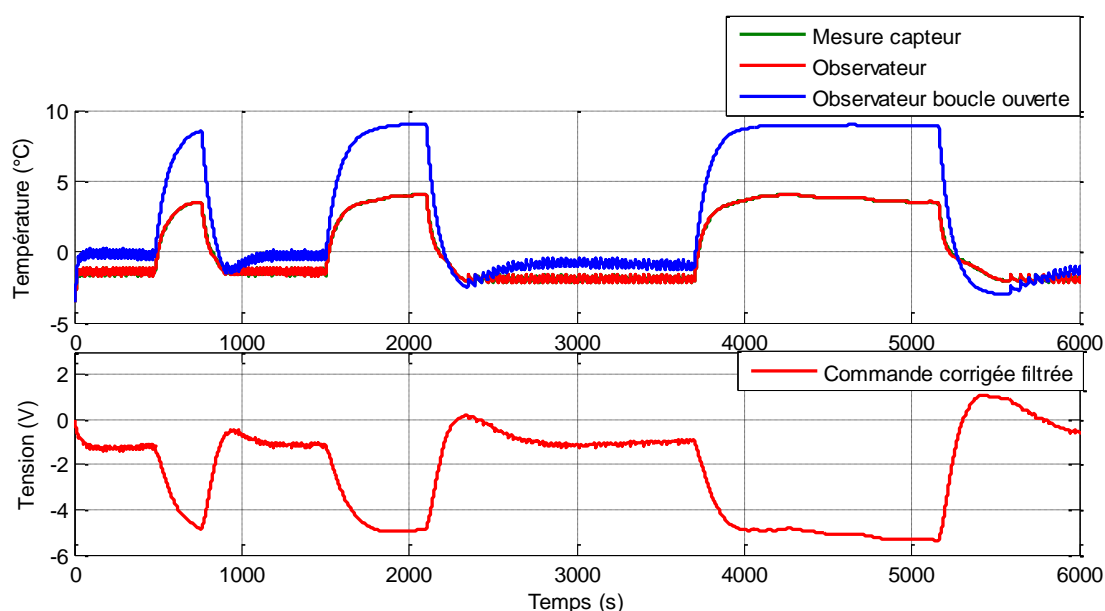


Figure 5.43 : Franchissement du point  $0^{\circ}\text{C}$ , avec glace avec vent – En haut : températures réelle, estimée et issue du modèle – En bas : correction sur la puissance de commande

A partir de ces résultats, nous pouvons valider le fonctionnement et surtout la pertinence d'utiliser un observateur pour détecter la présence de glace : en présence de glace, l'erreur sur la commande (l'ajustement de puissance  $U_{corr}$ ) devient assez importante pour être exploitable.

5.5.4.3. *Synthèse de l'observateur sur la pale au sol*

Suite aux bons résultats obtenus en enceinte climatique, le principe de détection de givre décrit au paragraphe précédent a été testé sur la pale au sol. Lors des essais, aucune maîtrise des conditions extérieures, telles que la température ambiante, la vitesse du vent ou encore la formation de givre n'était possible. Pour ces tests, la forme discrétisée de l'observateur de la Figure 5.37 a été implémentée dans l'automate de marque WAGO. Le modèle du procédé intégré à l'observateur est celui identifié sur le capteur 8 de la pale au sol (capteur Z2RIB). Il est décrit par le transfert suivant :

$$G_{capt8}(s) = \frac{0.0076}{0.0015 + s} \quad (5.35)$$

La transformée en  $z$ , puis en  $w$  de cette fonction de transfert, pour une période d'échantillonnage de 1s, sont définis par les relations :

$$G_{capt8}(z) = \frac{0.9993}{z - 0.9985} \quad (5.36)$$

$$G_{w8}(w) = \frac{-0.0038w + 0.0076}{w + 0.0015} \quad (5.37)$$

Dans le domaine pseudo-continu, un régulateur a été calculé (relation (5.38)) pour réguler la température du capteur 8 avec une pulsation au gain unité  $\omega_u = 0.03 \text{ rad.s}^{-1}$ . D'où le régulateur discret suivant (illustré Figure 5.44) :

$$\beta(s) = K \left( \frac{\omega'_1}{s} + 1 \right)^{n_1} \left( \frac{1 + \frac{s}{\omega_h}}{1 + \frac{s}{\omega'_h}} \right)^v \frac{1}{\left( 1 + \frac{s}{\omega'_h} \right)^{n_h}} \quad (5.38)$$

$$C_z(z^{-1}) = \frac{2.6732 + 0.0530z^{-1} - 2.6202z^{-2}}{1 - 1.5997z^{-1} + 0.5997z^{-2}}. \quad (5.39)$$

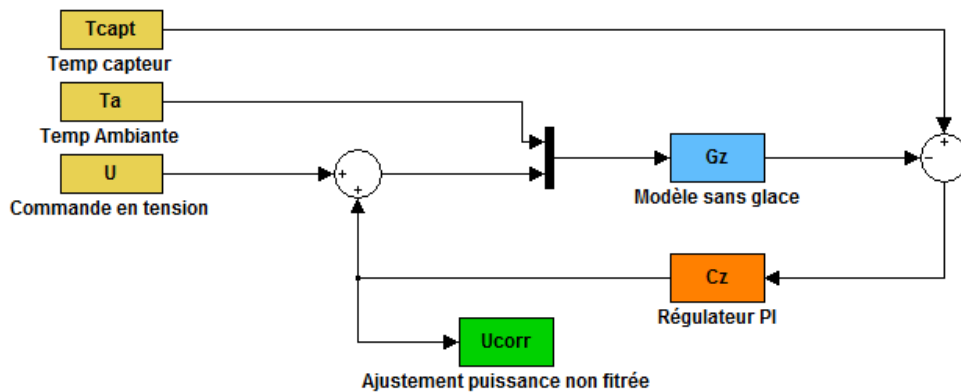


Figure 5.44 : Schéma de simulation de l'observateur

L'observateur devant être plus rapide que le système, la pulsation au gain unité de la boucle ouverte de notre observateur est choisie à  $\omega_{obs} = 0.1 \text{ rad.s}^{-1}$ .

#### 5.5.4.4. Résultats obtenus sur la pale au sol

La validation du fonctionnement de la détection de givre sur site, n'a pas pu être effectuée dans de bonnes conditions. Tout d'abord, cette action ayant été effectuée à distance, nous avons des moyens très limités de vérification de la présence de givre sur le site (vérification visuelle du personnel pouvant être sur les lieux). Par ailleurs, les conditions météorologiques n'ont pas permis de faire des essais en présence de givre ou de glace. Seuls quelques tests ont été réalisés en présence de neige sur la pale.

Pour vérifier son bon fonctionnement suite à l'implantation dans l'automate, l'observateur de la Figure 5.44 a tout d'abord été testé sans glace ni neige. Les résultats sont présentés Figure 5.45.

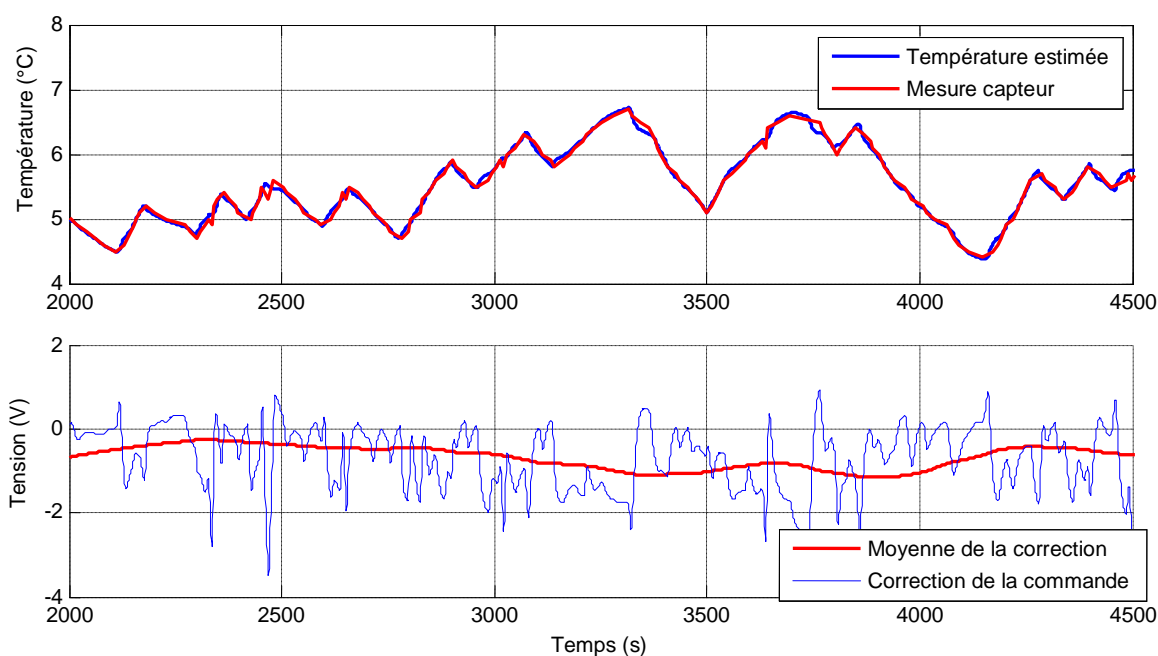


Figure 5.45 : Test de la détection de givre sans glace ni neige – En haut : températures réelle et estimée – En bas : correction sur la commande 0-10V du gradateur (en bleu) et moyenne sur 10 min (en rouge)

Sur la Figure 5.45 du bas, nous pouvons voir que la sortie du régulateur est très agitée ; l'ajustement de puissance présentant des variations rapides d'amplitude 2V environ. Une moyenne glissante sur 300 échantillons – soit 300 secondes – a donc été calculée pour analyser les résultats. Cette moyenne est représenté Figure 5.45. Cette moyenne calculée met en évidence que l'ajustement de la commande n'est pas nulle, ce qui signifie que :

- soit le modèle issu de l'identification n'est pas assez précis.

- soit l'influence de paramètres absents du modèle est trop importante, par exemple le vent ou le rayonnement solaire.

Ces résultats sont à comparer avec ceux de la Figure 5.46 obtenus en présence de neige.

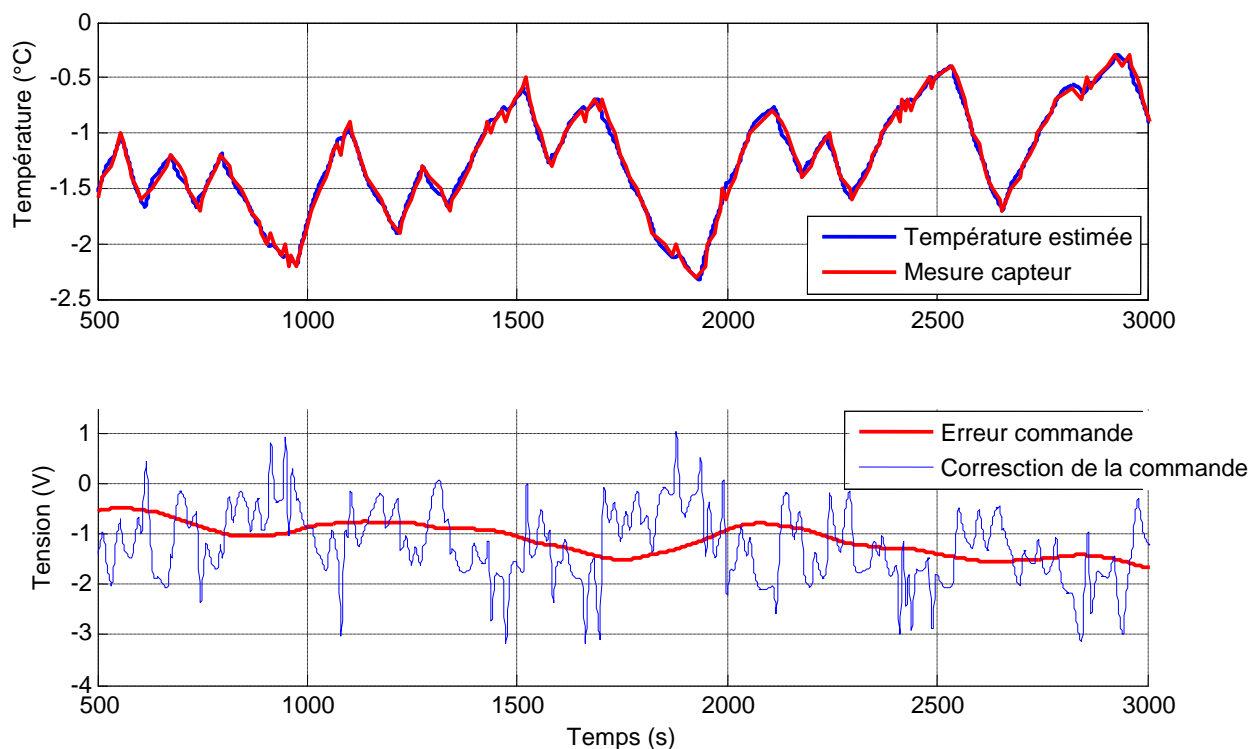


Figure 5.46 : Mesures avec neige – En haut : températures réelle et estimée – En bas : correction sur la commande 0-10V du gradateur (en bleu) et moyenne sur 10 min (en rouge)

Les mesures présentées sur la Figure 5.46 sont assez similaires aux précédentes (Figure 5.45) : la correction sur la commande varie beaucoup. Nous pouvons cependant remarquer ici une erreur moyenne un peu plus importante qu'en absence de neige. La détection de glace semble fonctionner mais des essais plus poussés et réalisés dans de meilleures conditions sont nécessaires (moyens de mesure des conditions météorologiques et réels épisodes de givre).

#### 5.5.4.5. *Conclusions sur la détection*

Les résultats obtenus dans l'enceinte thermique, i.e. en environnement contrôlé, **permettent clairement d'identifier la présence de givre et aussi de valider sa disparition.** L'application de cette méthode sur le terrain n'a pas suffi pour valider la détection de givre dans un contexte plus réel, cela par manque de situations en conditions réelles givrantes.

Néanmoins, ces premiers résultats nous permettent d'affirmer que l'instrumentation de la pale au sol était trop pauvre pour caractériser l'environnement (vent, hygrométrie, luminosité). Pour les tests de l'hiver prochain, il est donc envisagé d'utiliser des mesures

provenant d'un anémomètre et d'une centrale météo afin d'utiliser les informations obtenues dans le système de détection qui va être implanté non plus sur une pale au sol, mais sur une éolienne. Un accès aux mesures de vitesse de rotation du rotor sera également utilisé pour compléter le système de détection, puisque la rotation crée un vent apparent sur la pale dépendant de la distance au centre du rotor.

Une amélioration de l'observateur sera possible après poursuite de l'étude de l'influence de la vitesse du vent sur le modèle utilisé.

## 5.6 Conclusions sur le projet Ice&Wind

Au terme de cette étude, le système de contrôle robuste/observation proposé permet d'assurer les fonctions « détection de givre » et « régulation de température ».

La régulation de température rend possible un fonctionnement en dégivrage, à conditions évidemment, de disposer d'assez de puissance pour faire fondre le givre, mais aussi et principalement en antigivrage. Dans le premier cas, le givre aura été préalablement détecté, tandis que dans le second cas le détecteur permettra de confirmer le fonctionnement antigivrant du système.

Les meilleurs résultats du détecteur de givre ont été obtenus sur les régimes permanents (ce qui est cohérent car il a été montré que la présence de givre impactait fortement le gain statique des modèles). Ceci rend compatible un fonctionnement en parallèle de la régulation de la température et de la détection de givre. La détection de givre peut effectivement s'effectuer en utilisant les signaux entre-sortie du procédé régulé en température.

La structure (méthode de calcul et moyen de programmation) de ce système de régulation / détection a été validée en laboratoire, mais demande quelques compléments pour fonctionner correctement en conditions réelles.

A ce titre les points suivants sont à approfondir.

- La caractérisation du phénomène de convection en conditions réelles : les essais effectués avec vent en laboratoire se limitent aux vitesses de vent de l'ordre de  $20\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$  et avec un fluide à température différente de celle de l'enceinte thermique. Sur le système réel, la peinture sera soumise à des vents allant jusqu'à  $80\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$  (en bout de pale)
- Les résultats expérimentaux ont mis en évidence une erreur de modélisation, qui ne remet pas en cause le fonctionnement optimal du système de détection. Cette erreur

doit être corrigée si l'on souhaite pousser plus loin la détection du givre (comme estimer l'épaisseur de la couche de givre par exemple).

## CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Dans un contexte à la fois académique et industriel, l'objectif originel de cette thèse lors de son lancement était d'appréhender la technologie éolienne en appliquant des techniques de modélisations, d'identifications et de commande sur un objet unique : une éolienne. Cette étude sur trois ans permettait à l'entreprise VALOREM, et sa filiale Recherche et Développement VALEOL, d'acquérir un état de l'art et des techniques propres au domaine d'application dans sa perspective de conception, et permettait à l'équipe CRONE du laboratoire IMS d'ouvrir un nouveau champ applicatif, propice au développement de ses thèmes de recherche. Dans un tel contexte, des raisons industrielles et stratégiques ont alors conduit à adopter une vision multi applications pour ce travail de thèse. Propriétaire de parcs éoliens, VALOREM a acquis un retour d'expérience sur l'analyse du comportement de ses turbines et s'est posé la question suivante : comment est-il possible d'optimiser le fonctionnement et le rendement de ses éoliennes ? Dans cette optique, le travail s'est focalisé tant sur le système dans sa globalité que sur ses sous-ensembles notamment au travers de l'optimisation de leur contrôle commande, ouvrant ainsi des sujets de recherche dans le domaine, d'améliorer le rendement ou bien de sécuriser le fonctionnement de l'éolienne en fonction des spécificités du site d'implantation. Les réflexions se sont basées principalement sur de nouvelles méthodes de commande ou l'intégration de nouveaux organes pour augmenter la production, et ainsi se prémunir des arrêts et autres conséquences néfastes causées par les conditions extérieures et variables environnementales. En présence de systèmes non linéaires présentant des variations de gain et/ou de phase, l'utilisation de la méthodologie CRONE a permis de répondre à aux besoin de robustesse sur la majorité des applications évoquées précédemment, comme le détaillent les paragraphes qui suivent.

Le **chapitre 1** a donné une vision d'ensemble des applications abordées dans ce manuscrit. Après une introduction sur la technologie éolienne, les besoins liés à la simulation ont été explicités pour réduire les coûts de conception, vérifier le comportement des systèmes et la



cohérence des sous-ensembles, faisant appel aux domaines aérodynamique, mécanique électrique et bien évidemment automatique. Ensuite, un tour d'horizon a été effectué sur les problématiques liées à l'augmentation de la taille des éoliennes et des techniques à l'étude pour réduire les charges structurelles induites. Enfin, un état de l'art sur les systèmes de dégivrage/antigivrage ou de détection de givre a été réalisé en amont du projet Ice&Wind, pour orienter notre solution et compléter l'étude de marché réalisée par VALEOL.

Le **chapitre 2** s'est focalisé sur l'aspect « optimisation de la production » et a présenté la technique du Maximum Power Point Tracking pour récupérer le maximum d'énergie en régulant la vitesse de rotation du rotor. Pour cette application, un modèle simple d'éolienne innovante utilisant un variateur de vitesse mécanique a été réalisé sur SIMULINK<sup>®</sup>. Ce modèle a été identifié pour des vitesses de vent inférieures à  $12\text{m.s}^{-1}$ . Par la suite, un régulateur CRONE de 3<sup>e</sup> génération a été synthétisé pour asservir cette vitesse en commandant le couple du planétaire central d'un train épicycloïdal, utilisé comme variateur de vitesse mécanique. Une comparaison a été effectuée avec un régulateur PI et les résultats ont démontré de meilleures performances du régulateur CRONE en présence d'un vent réel présentant de nombreuses variations. Cette architecture se démarque par l'organe mécanique, préféré aujourd'hui à des convertisseurs de puissance. Cette innovation se rapproche dans son fonctionnement des actuelles éoliennes de types MADA par des phases de consommation ou de récupération d'énergie par le biais du variateur de vitesse (un train épicycloïdal permet une version mécanique des fonctions assurées par un convertisseur de puissance sur une MADA).

Le **chapitre 3** a présenté une étude sur les critères d'optimisation utilisés pour la synthèse CRONE afin de faciliter la manipulation de la *toolbox* CRONE pour un utilisateur peu expert. Avec le critère actuel, l'utilisateur devait définir six contraintes sur les fonctions de sensibilité avant de lancer le processus d'optimisation pour synthétiser le meilleur régulateur possible. Pour pallier cette difficulté, trois nouveaux critères ont été étudiés se basant sur :

- la minimisation de l'énergie du signal d'erreur – critère  $J_{ME}$ ,
- la minimisation de la norme infinie de  $GS(s)/s$  – critère  $J_{GS}$ ,
- la minimisation de la norme infinie de  $S(s)/s$  – critère  $J_S$ .

Le nombre de contraintes définies par l'utilisateur se réduit à trois pour chacun des nouveaux critères, sans dégrader les performances du régulateur obtenu. Un exemple académique a permis d'émettre ces conclusions, qui par la suite ont été renforcées par une seconde application. En effet, le logiciel *FAST* et son interface SIMULINK<sup>®</sup> ont été utilisés pour réaliser le contrôle de puissance d'une éolienne MADA, dont le modèle était inclus dans

le logiciel. Les deux applications mettent en avant l'intérêt de l'utilisation future des critères  $J_S$  et  $J_{ME}$  dans la synthèse de régulateurs CRONE.

Le **chapitre 4** a mis en évidence les causes et conséquences liées aux charges structurelles induites sur l'éolienne en raison de variations du vent (vitesse, direction) ou de la présence de la tour. Avec des architectures d'éoliennes maintenant bien connues, les évolutions ne peuvent se faire que sur des sous-systèmes, tel que le contrôle du pitch par exemple. Concernant cette fonction de contrôle, la solution de l'*Individual Pitch Control* a été retenue ici pour diminuer les efforts sur les pales et la nacelle en ajoutant une consigne cyclique à la consigne collective du pitch, essentielle à la limitation de la vitesse du rotor à puissance nominale. A l'aide du logiciel *FAST*, nous avons identifié les moments induits par les pales sur la nacelle par projection dans un repère fixe lié à la nacelle. L'identification a mis en évidence la présence d'une réponse de type second ordre avec un régime permanent oscillatoire que nous avons modélisé par des non-stationnarités périodiques. Nous avons tout d'abord cherché à annuler la valeur moyenne puis, dans un second temps, limiter les oscillations grâce un détecteur synchrone. Des simulations avec un vent réel ont confirmé la réduction des charges induites dans un cas réel.

Enfin, le **chapitre 5** a présenté les travaux sur la modélisation d'un système de dégivrage/antigivrage de pale d'éolienne, basé sur l'utilisation d'une peinture chauffante par effet Joule lorsqu'elle est traversée par un courant électrique. En présence de fortes variations de gain et de phase du procédé à réguler en température, un régulateur CRONE a été synthétisé pour garantir la robustesse, puis discrétisé et implémenté sur un automate pour des tests en chambre climatique et sur site réel sur une pale de 23 mètres. Le système mis en place a démontré son efficacité dans son rôle de régulation de la température de la surface de la pale. Pour répondre à notre besoin de détecter le givre, un observateur a été réalisé en prenant en compte la variation de gain statique du système considéré. Des tests ont été effectués sur une plaque prototype en enceinte thermique et en présence de glace, et les résultats sont concluants quant à la détection du phénomène de givrage des pales.

Les **perspectives** à ces travaux sont nombreuses en raison de l'indépendance des études présentées. Concernant le **chapitre 2**, l'aspect modélisation est très important pour un concepteur de turbines, ce qui n'est aujourd'hui pas le cas de VALOREM. La modélisation est ainsi restée à un niveau simple. Pour améliorer les résultats, il serait intéressant de remplacer le modèle aérodynamique (équation empirique dans ce manuscrit) par un modèle géométrique, modélisant la pale par morceau pour lui donner une dimension physique. De la

même manière, le modèle peut être étendu à l'ensemble des zones de fonctionnement par ajout d'un contrôle du pitch et du yaw. Ces perspectives nécessitent des informations précises sur l'éolienne, la géométrie des pales ou sur les sous-systèmes, ce qui est difficile d'obtenir auprès des constructeurs. Il faut également prendre en compte des spécifications supplémentaires comme par exemple la rapidité du système qui va influencer sur les variations du couple au niveau des arbres mécaniques et donc de la fatigue des organes.

Le **chapitre 3** s'est concentré sur la comparaison entre le critère actuel utilisé dans la synthèse CRONE et trois nouveaux critères. Deux critères présentent un intérêt certain pour améliorer le processus d'optimisation. L'implémentation de ces nouveaux critères est envisagée dans une future version de la *toolbox CRONE* pour pouvoir faciliter la prise en main de la toolbox par des utilisateurs non experts.

De nombreuses hypothèses simplificatrices ont été faites pour produire les résultats présentés au **chapitre 4**, notamment vis-à-vis des degrés de liberté considérés. Or, le logiciel *FAST* peut prendre en compte les degrés de liberté au niveau des pales ou de la tour, ce qui n'a pas été le cas dans l'étude présentée, en considérant ces éléments comme rigides. Ainsi, il est envisagé de prendre en compte des effets supplémentaires induits par les charges créées par le vent, afin de concevoir des régulateurs plus complexes permettant une meilleure immunité de l'éolienne aux charges et aux vibrations.

Dans le **chapitre 5**, le détecteur de givre a été testé seulement pour des vitesses de vent inférieures à 20 m/s. Il faudrait le tester en condition réelle où la vitesse en bout de pale peut aller jusqu'à 80 m/s. Par ailleurs, il est envisagé d'intégrer à cet estimateur des informations sur les conditions météorologiques (hygrométrie, température ambiante). Les résultats expérimentaux ont mis en évidence des variations du comportement dynamique du système soumis à la détection de givre en présence de vent, imputables aux variations du coefficient de convection  $h$ . Par ailleurs, la modélisation électrothermique de la pale a été effectuée avec un système du premier ordre, ce qui se justifie seulement en l'absence de givre. Ces phénomènes ont été observés mais non utilisés pour la détection de givre, ce qui sera le cas ultérieurement pour compléter ou améliorer l'observateur actuel.

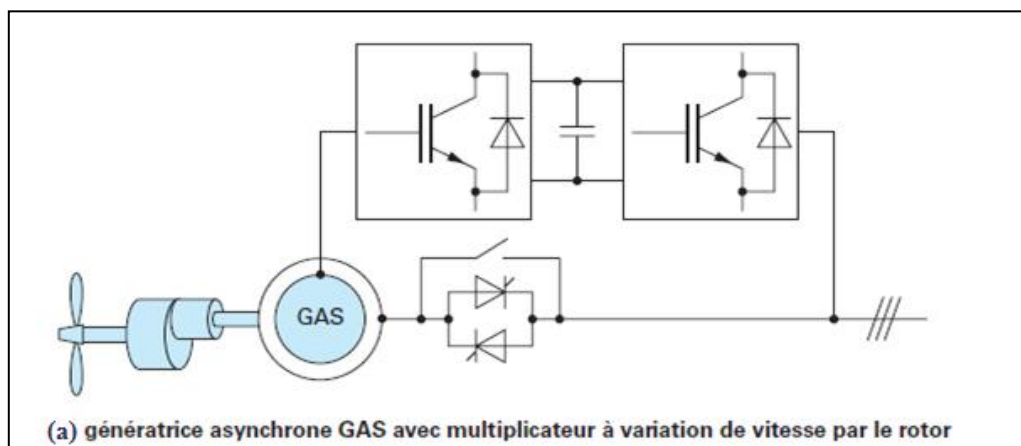
## ANNEXES

Annexe A : Présentation rapide du logiciel <i>FAST</i> (Fatigue, Aerodynamics, Structures and Turbulence) .....	228
Annexe B : Résultats après essais sur prototype taille réelle : pale au sol sur le site d'Arfons. ....	231



d'entrées précisant les caractéristiques de l'éolienne ainsi que chaque élément (pales, génératrice, multiplicateur, etc.) le mode de contrôle, ou encore les variations du vent. Des options supplémentaires de simulations sont disponibles, la simulation d'éolienne offshore prenant en compte l'effet de la houle, l'utilisation de vent turbulent, ainsi qu'une option de linéarisation.

### *Caractéristiques du modèle utilisé dans les chapitres 3 et 4*

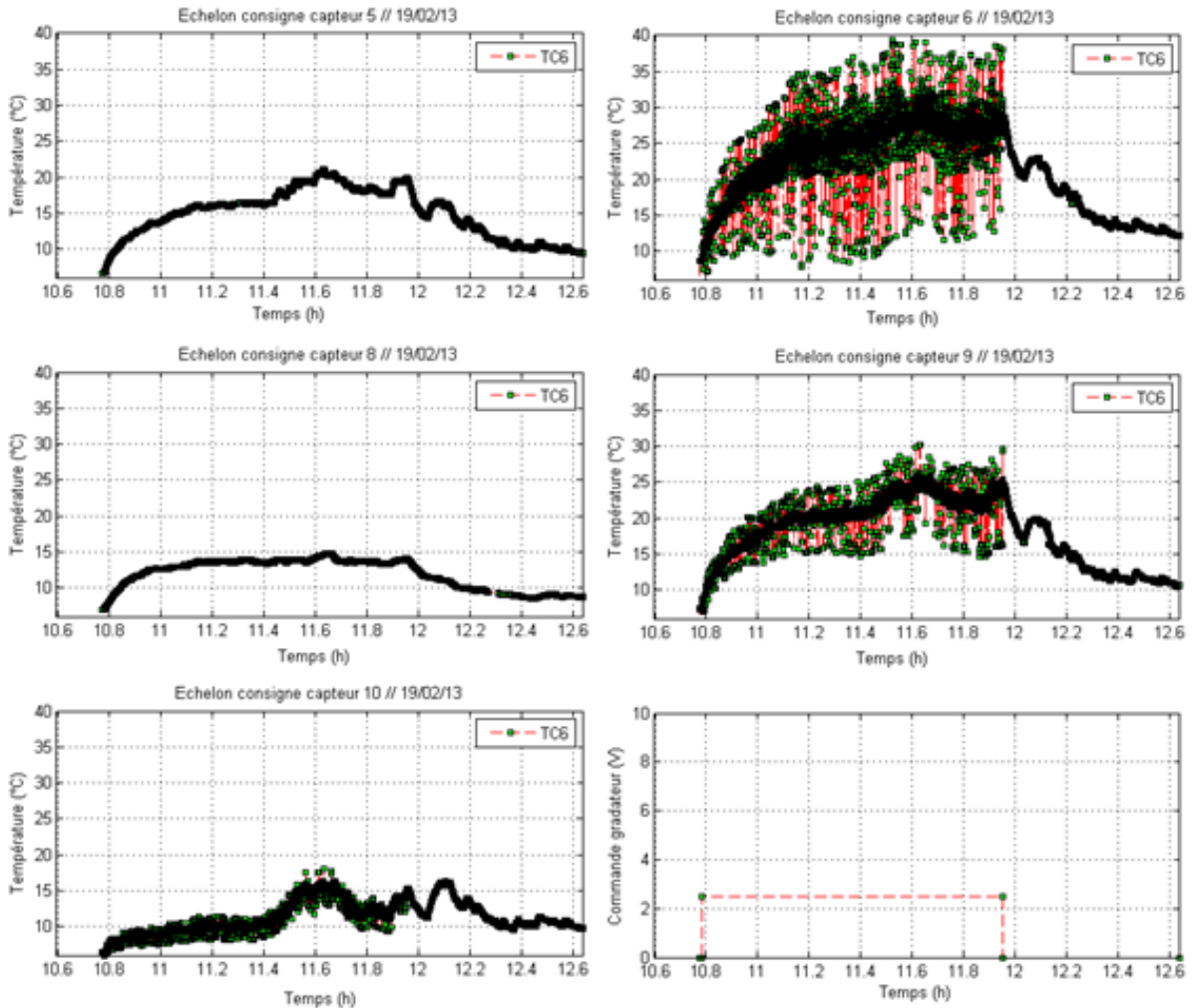


Architecture	MADA : Multiplicateur + Génératrice Asynchrone à Double Alimentation
Hauteur de moyeu	84 mètres
Nombre de pales	3
Diamètre du rotor	70 mètres
Angle de tilt (angle entre l'axe du rotor et l'horizontale)	-5°
Masse de la nacelle	51 tonnes
Masse du moyeu	15 tonnes
Inertie du moyeu (arbre lent)	34600 kg.m <sup>2</sup>
Inertie de la génératrice (arbre rapide)	53 kg.m <sup>2</sup>
Ratio du multiplicateur	87,985
Rendement multiplicateur	95%
Rendement génératrice	95%
Raideur en torsion de la transmission	5,6×10 <sup>9</sup> Nm.rad <sup>-1</sup>
Amortissement en torsion de la transmission	1×10 <sup>7</sup> Nm.(rad.s <sup>-1</sup> ) <sup>-1</sup>



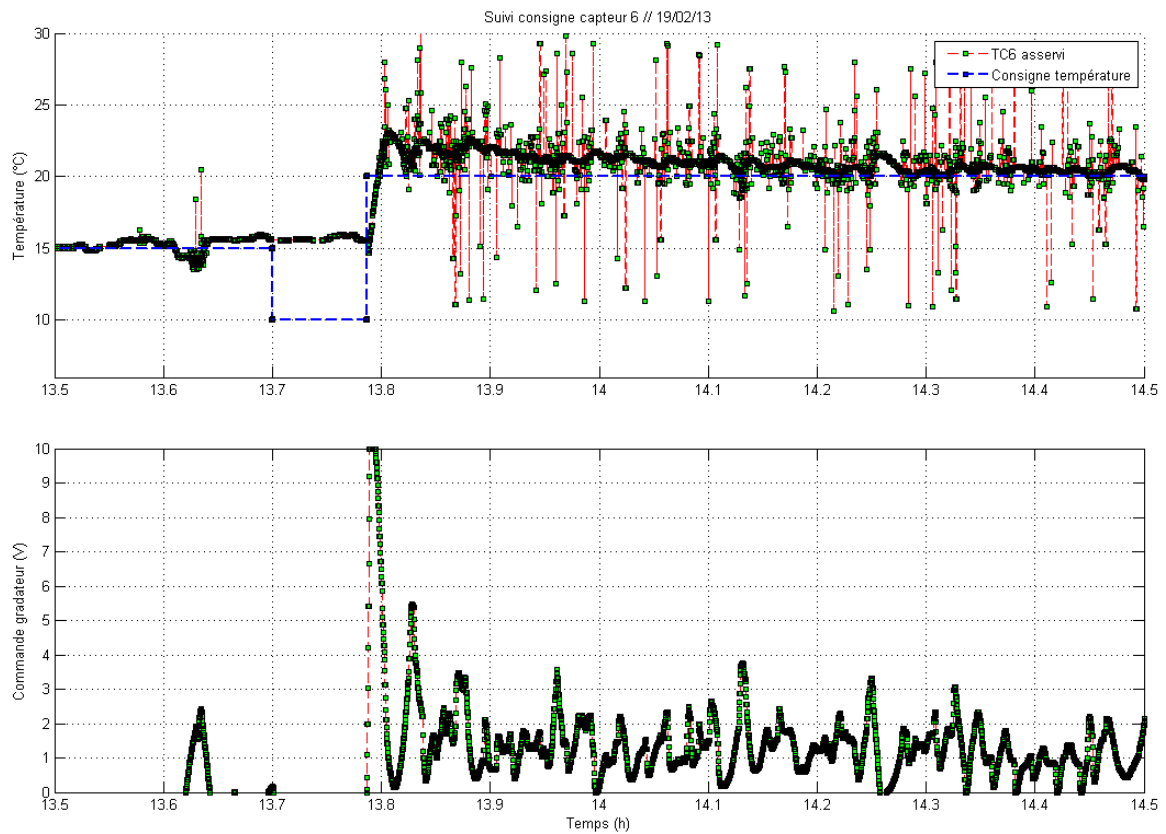
## Annexe B : Résultats après essais sur prototype taille réelle : pale au sol sur le site d'Arfons.

- Application d'une commande constante pour l'observation du bruit sur différents capteurs

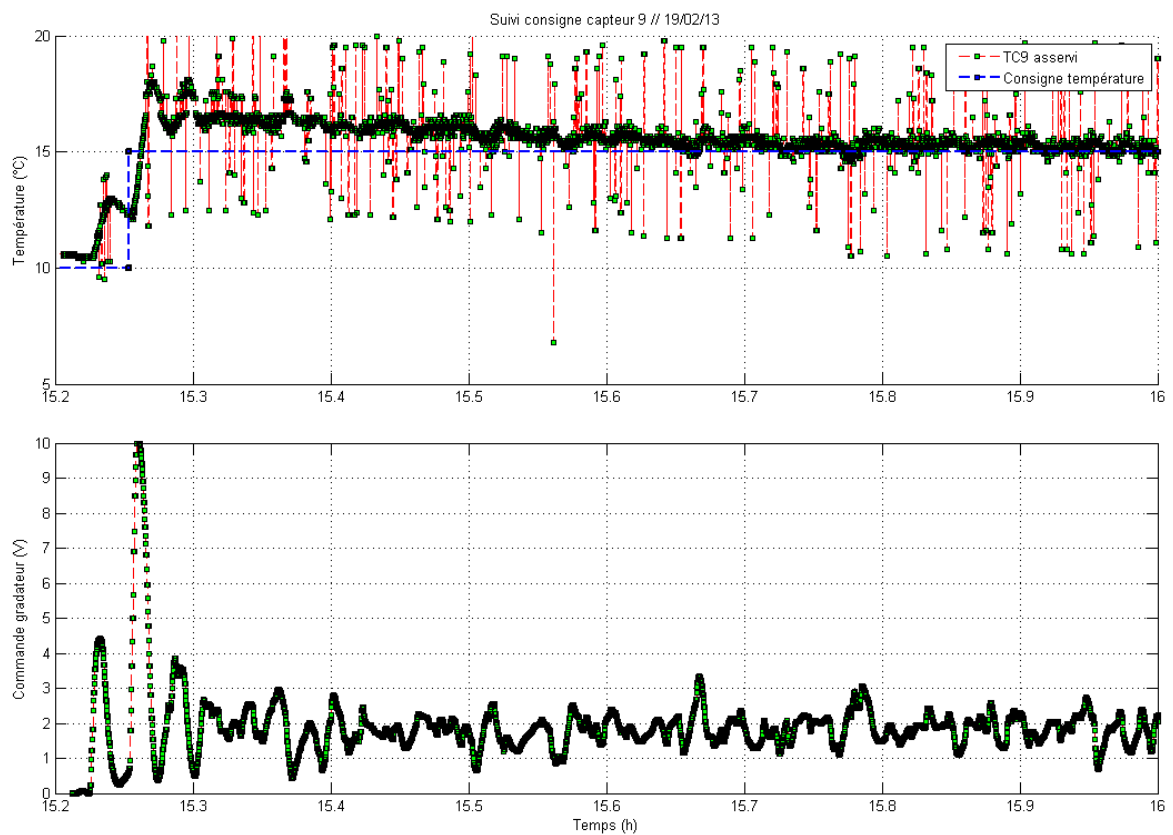




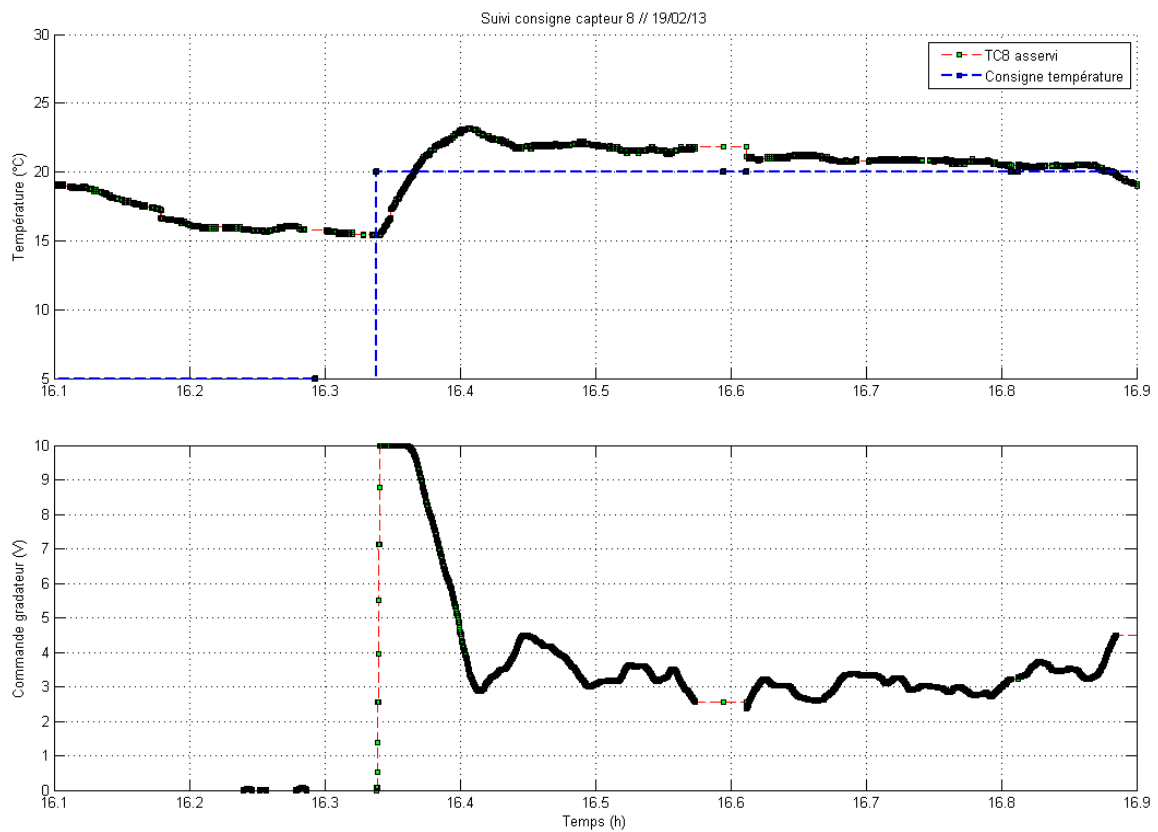
➤ Essais régulateur CRONE : consigne à 15°C, 10°C puis 20°C sur capteur 6



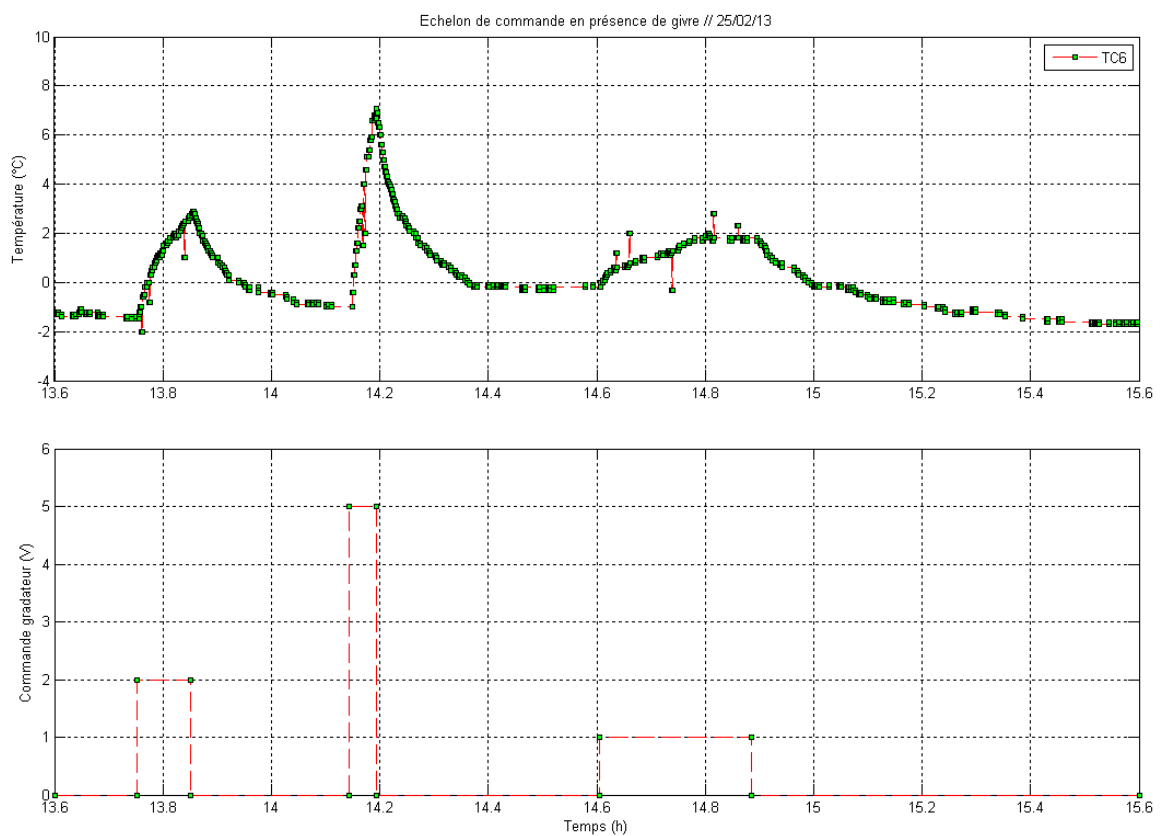
➤ Essais régulateur CRONE : consigne à 15°C sur capteur 9



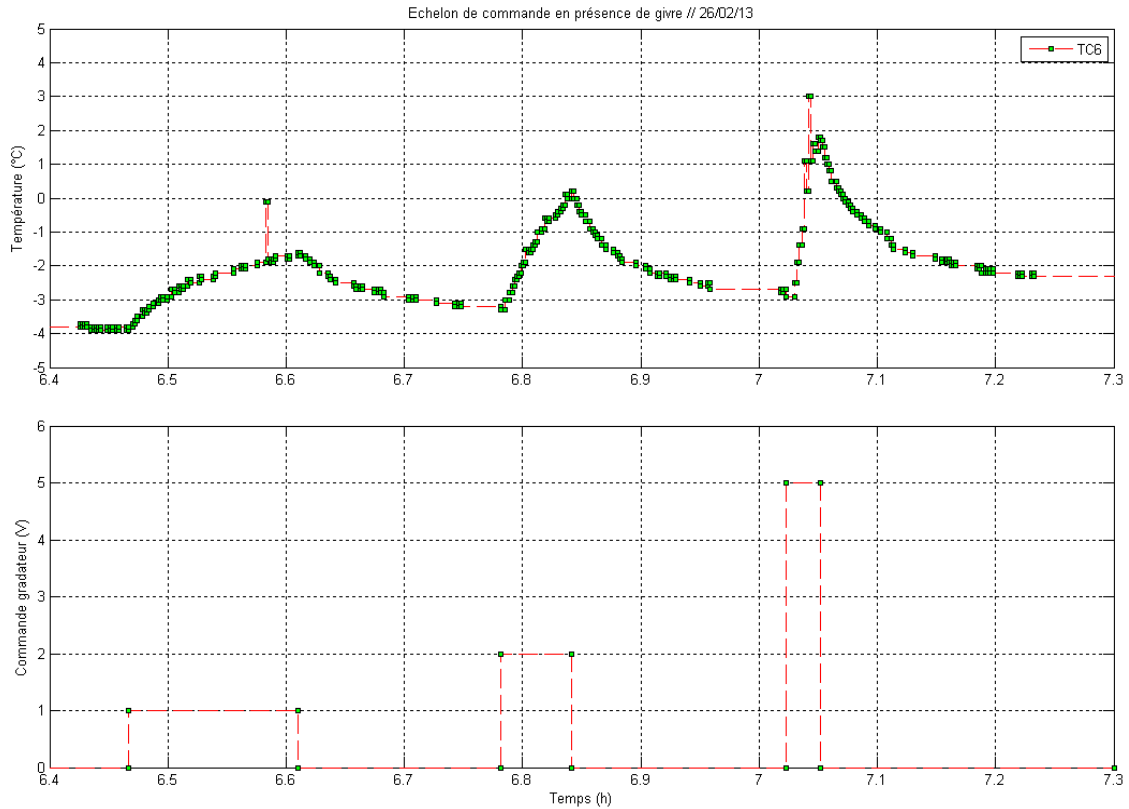
➤ Essais régulateur CRONE : consigne à 20°C sur capteur 8



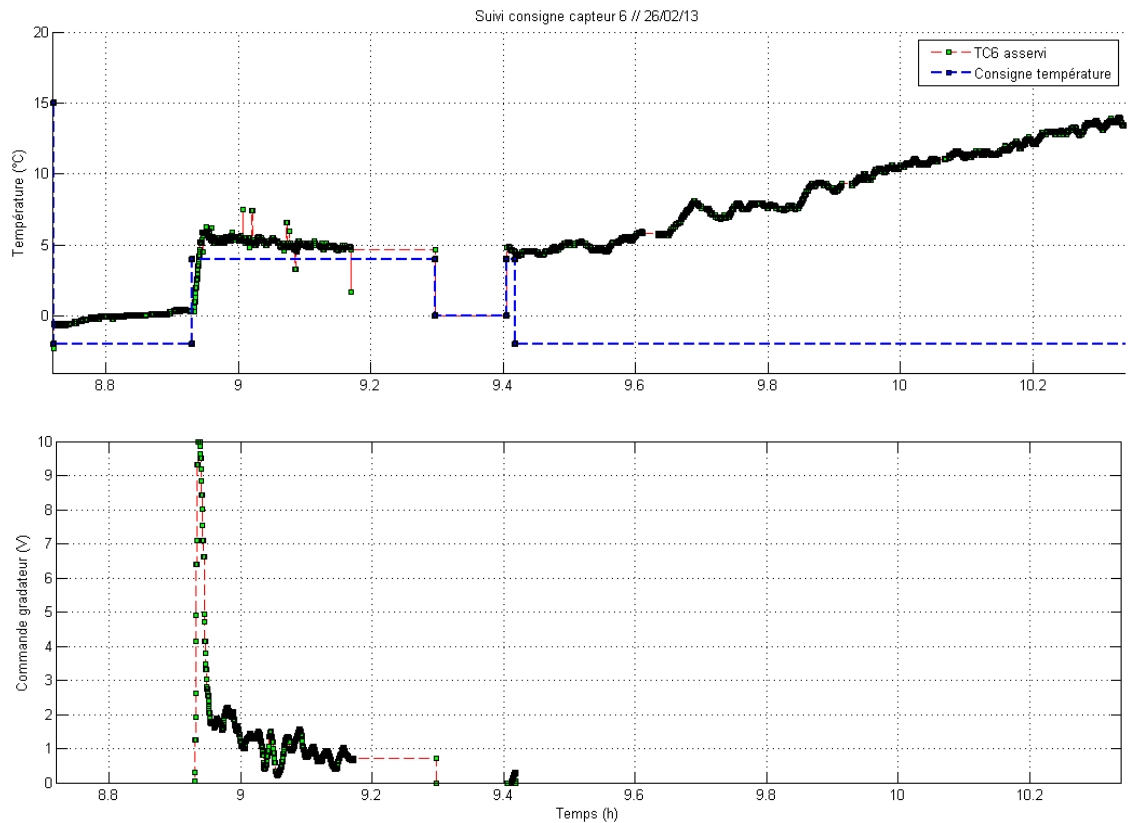
➤ Essais régulateur : Échelons de commande 2V, 5V puis 1V en présence de neige



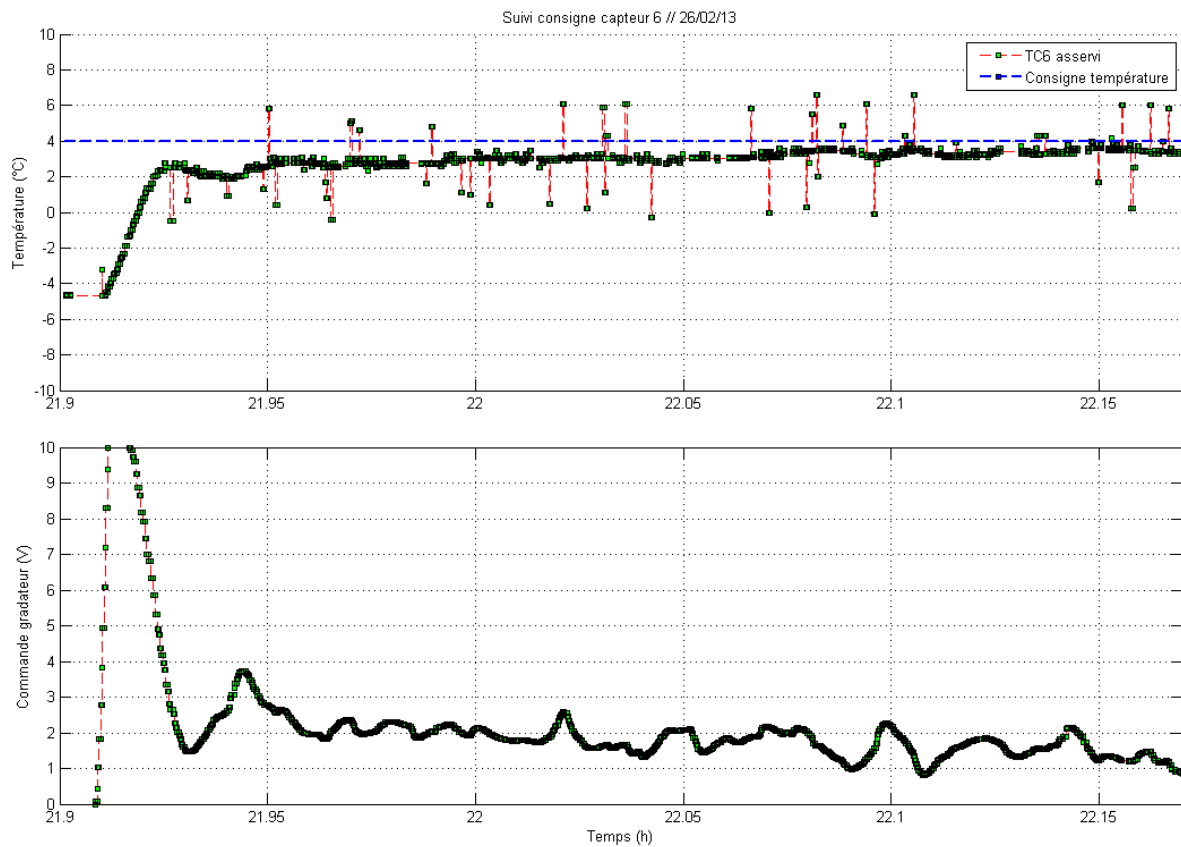
- Essais régulateur : Échelons de commande 1V, 2V puis 5V en présence de givre sur capteur Z2RE et capteurs Z2JCA et Z2JCB dégivrés.



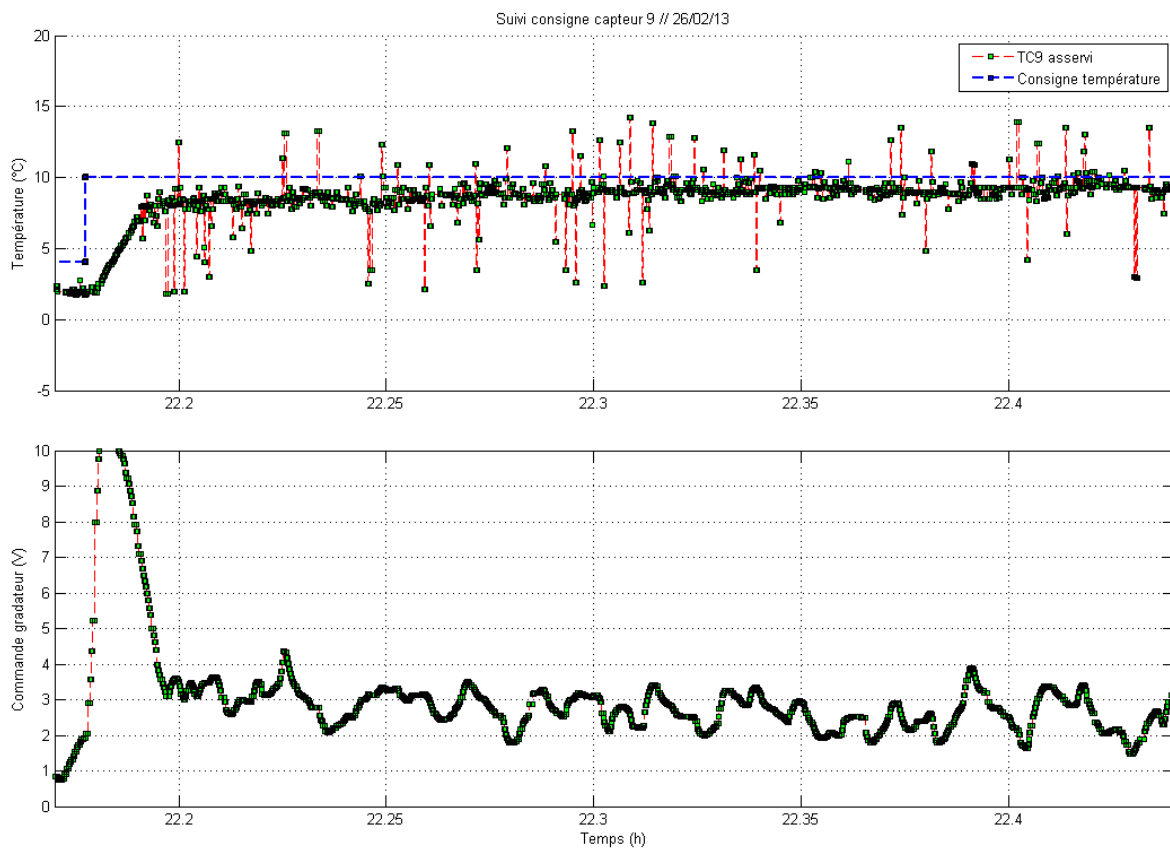
- Essais régulateur CRONE : consigne à 4°C sur capteur 6 pour dégivrage, influencé par le levé du soleil



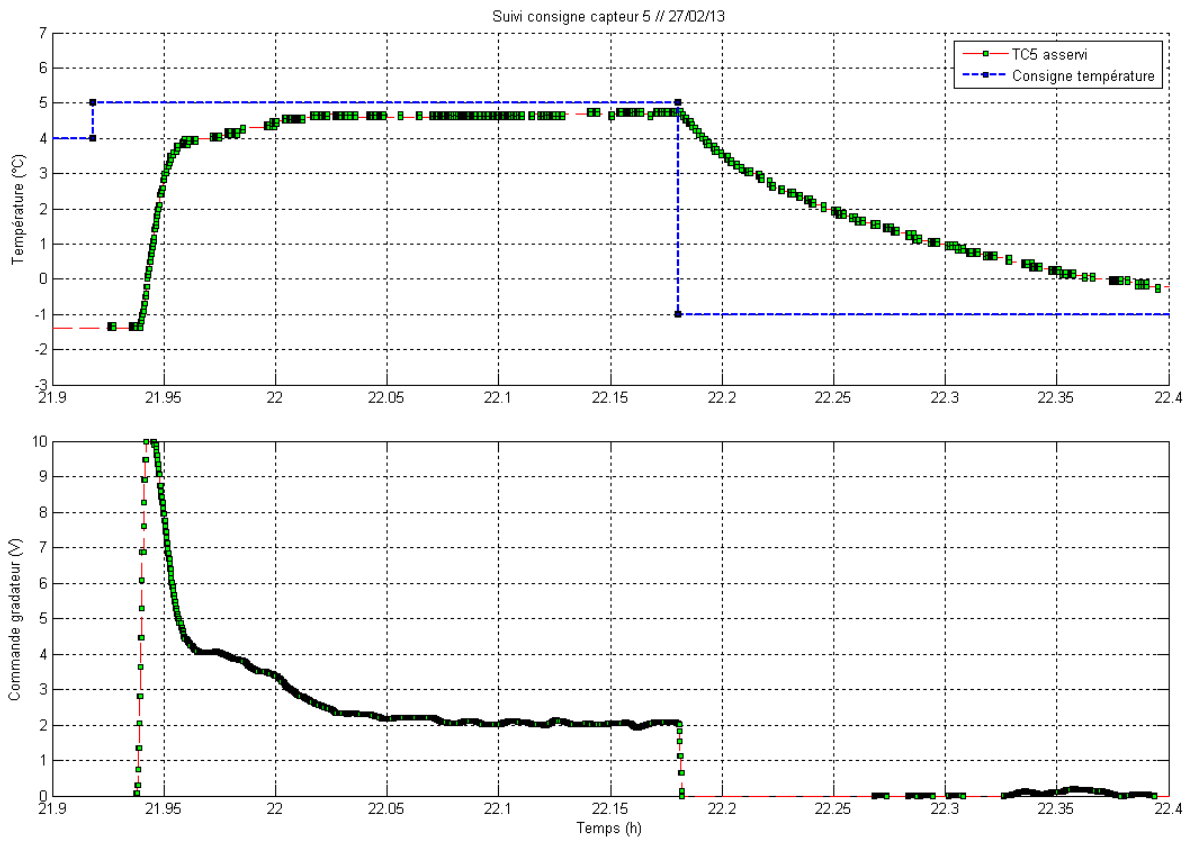
## ➤ Essais régulateur CRONE : consigne à 4°C sur capteur 6



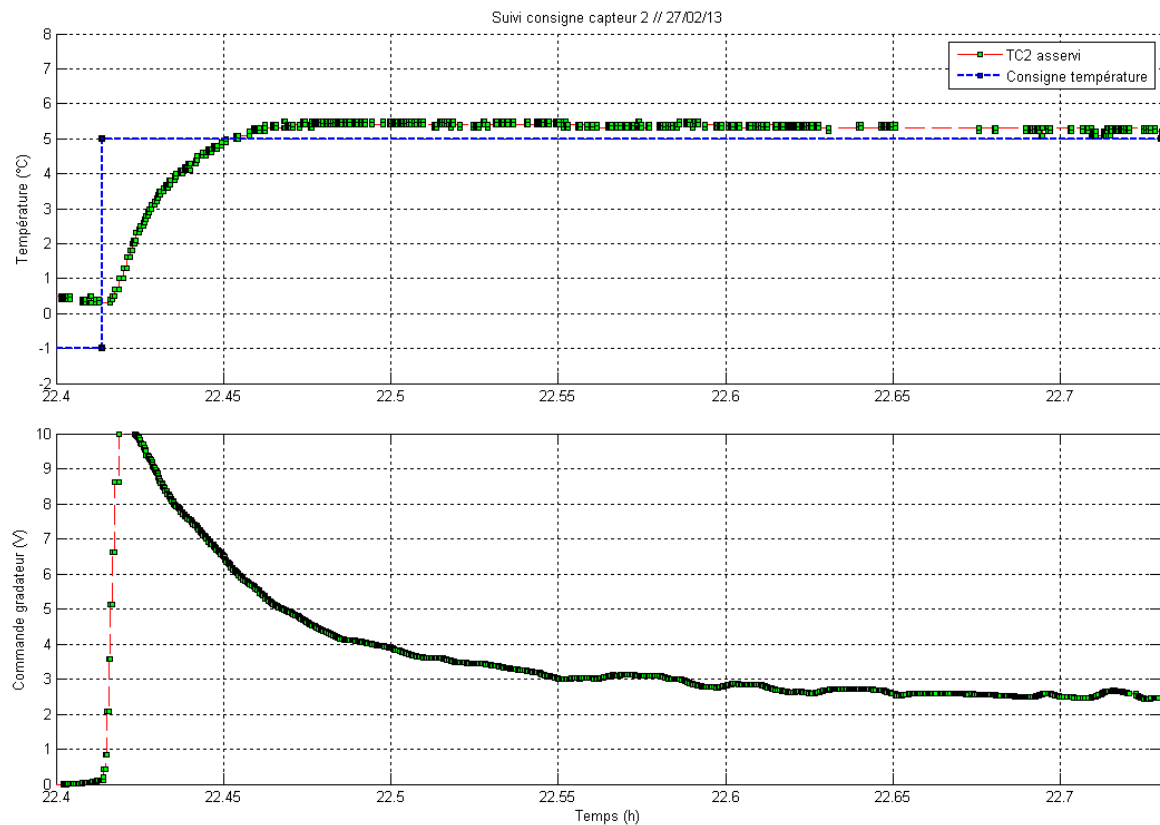
## ➤ Essais régulateur CRONE : consigne à 10°C sur capteur 9



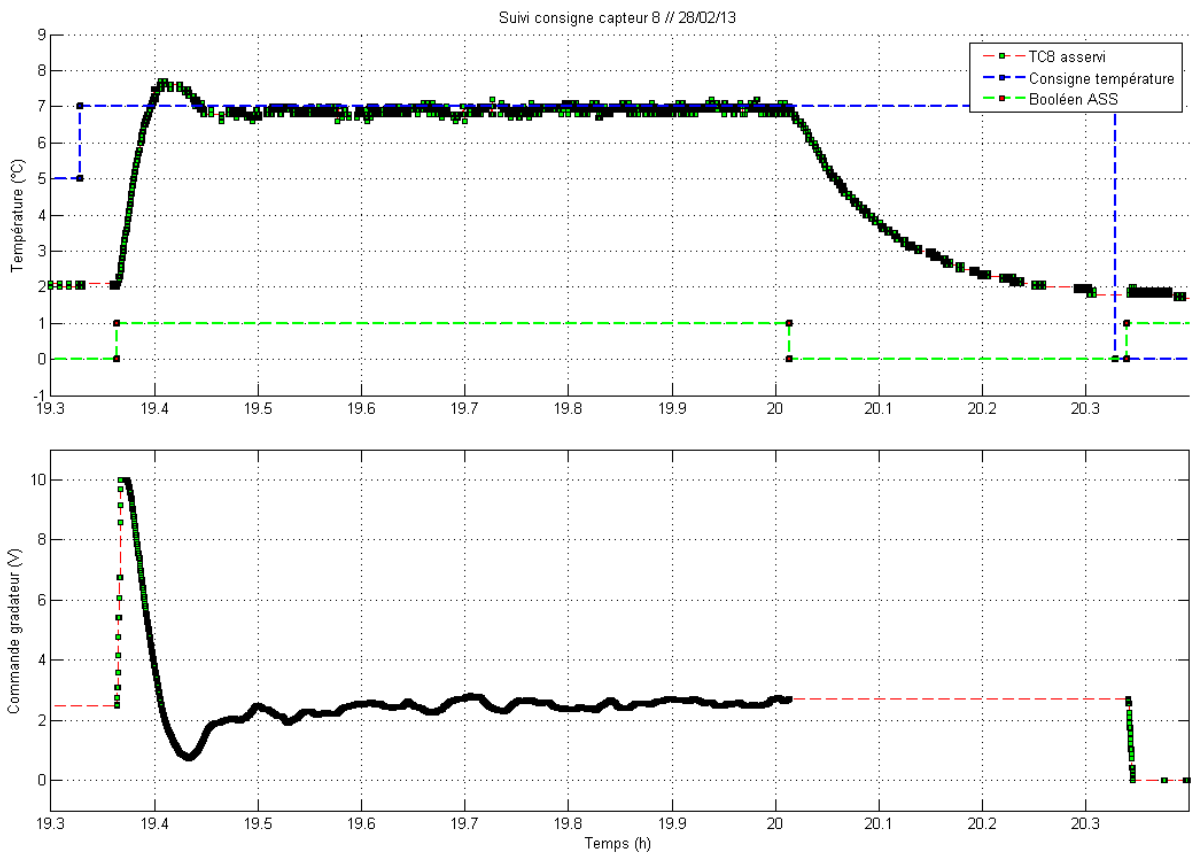
➤ Essais régulateur CRONE : consigne à 5°C sur capteur 5



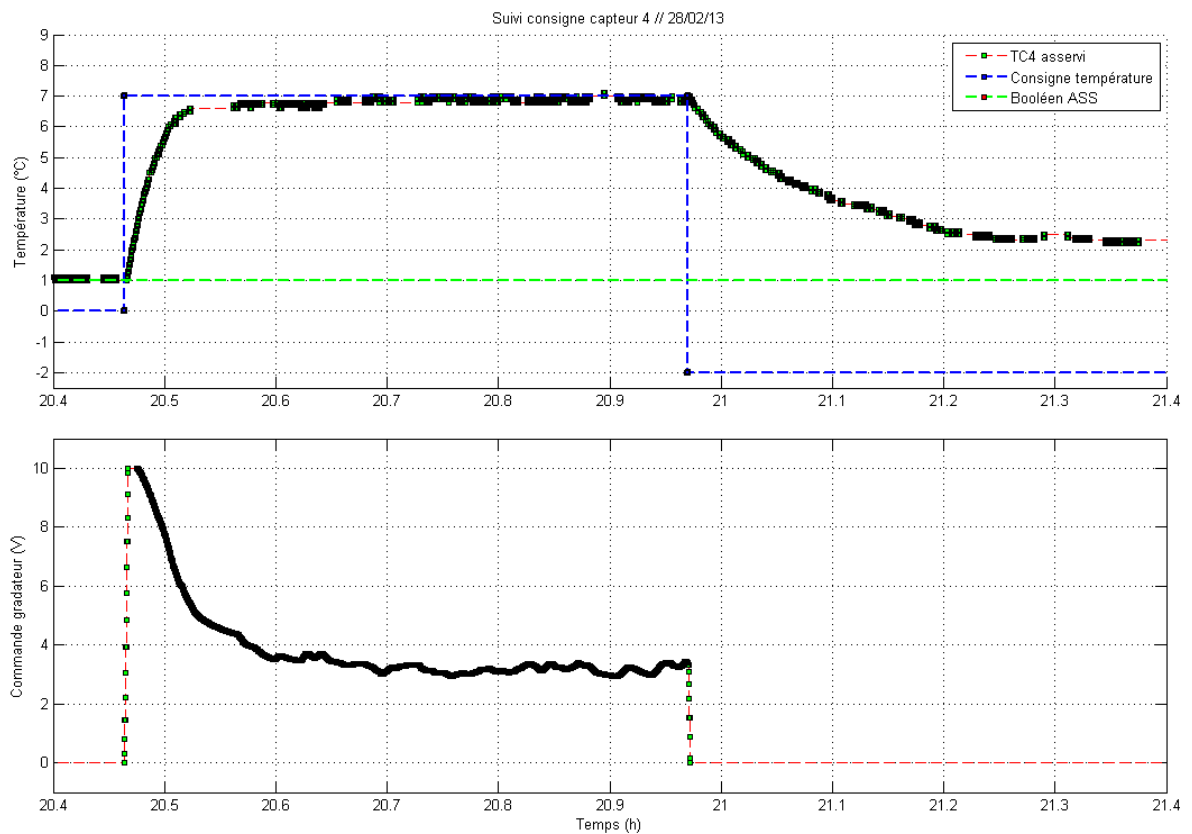
➤ Essais régulateur CRONE : consigne à 5°C sur capteur 2



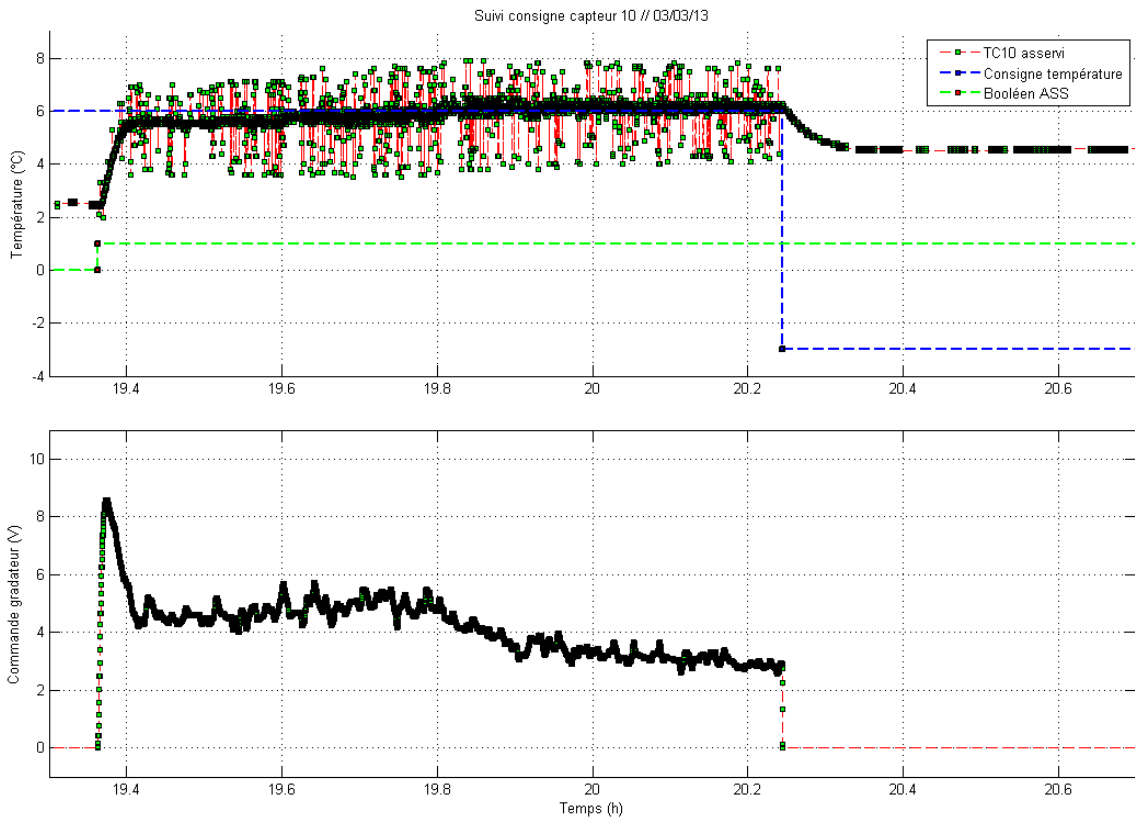
## ➤ Essais régulateur CRONE : consigne à 7°C sur capteur 8



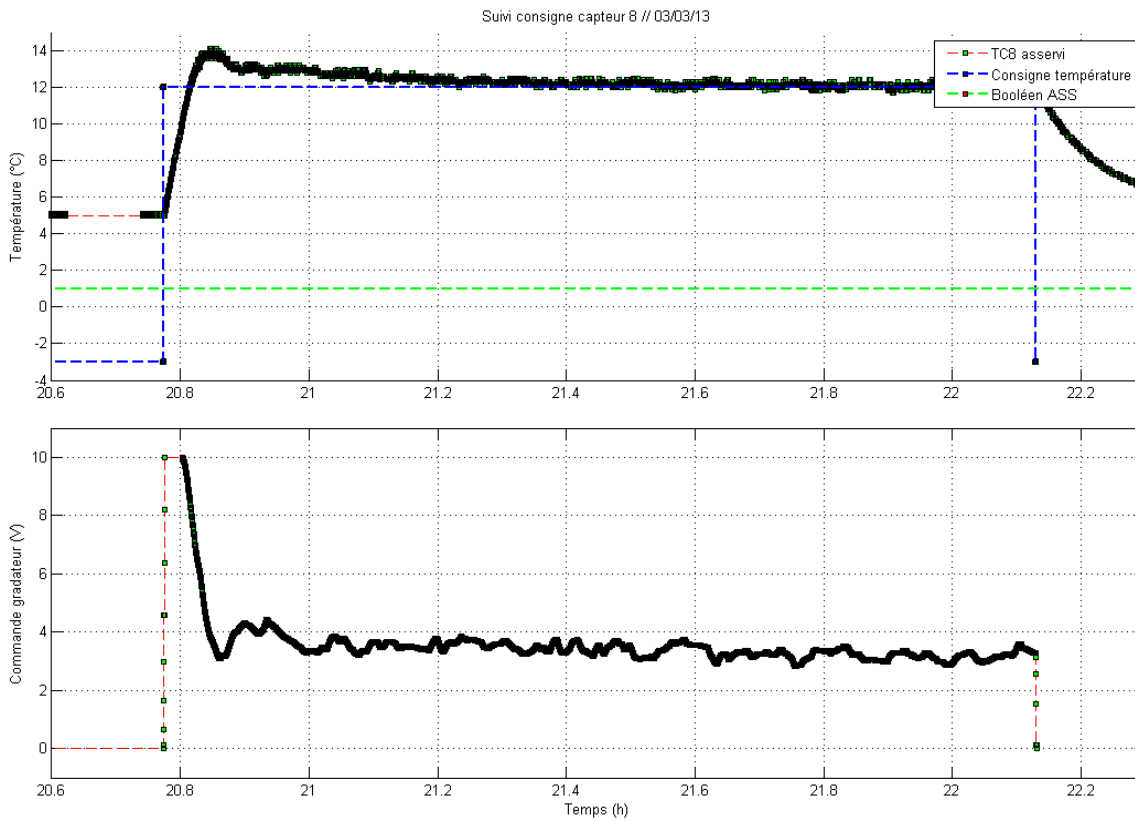
## ➤ Essais régulateur CRONE : consigne à 7°C sur capteur 4



➤ Essais régulateur CRONE : consigne à 6°C sur capteur 10



➤ Essais régulateur CRONE : consigne à 12°C sur capteur 8



---

## RÉFÉRENCES

- [Axtell, 1990] Axtell M. and Bise E. M. – Fractional calculus applications in control systems – *Proceedings of the IEEE 1990 Nat. Aerospace and Electronics Conf.*, pp. 563-566, 1990.
- [Battaglia, 2001] Battaglia J. L., Cois O., Puigsegur L., Oustaloup A. – Solving an inverse heat conduction problem using a non-integer identified model – *International Journal of Heat and Mass Transfer*, Vol. 44, n.° 14, p2671-2680, 2001.
- [Battaglia *et al.*, 2010]. Battaglia J-L., Kusiak A. et Puiggali, J-R. *Introduction aux transferts thermiques*. Paris : DUNOD, 2010.
- [Bencic *et al.*, 2011]. Bencic G., Jelavic M., Peric N., *Application of Quantitative Feedback Theory for Wind Turbine Controller Design*, 18th International Conference on Process Control, June 14–17, 2011, Tatranská Lomnica, Slovakia
- [Beltran *et al.*, 2010] Beltran B., Benbouzid M., Ahmed-Ali T., Benzineb O. – Commande par modes glissants d'ordre supérieur et observateur grand gain de la génératrice asynchrone double alimentation d'une éolienne – *Conférence Internationale Francophone d'Automatique Nancy, France, 2-4 juin 2010 (2010)*
- [Bittanti *et al.*, 1993] Bittanti S., Colaneri P. and Strada S. – Towards robust control of periodic systems with an LQG/LTR strategy – *Proceedings of the 12th Triennial World Congress of the International Federation of Automatic Control - Vol 1 - pp. 327-330, 1993.*
- [Blaabjerg *et al.*, 2006] Blaabjerg, F., Chen, Z., Teodorescu, R., & Iov, F. – Power Electronics in Wind Turbine Systems. – *2006 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, 1–11 (2006)*
- [Bode, 1945] H. Bode, *Network analysis and feedback amplifier design*, Thèse de doctorat, Princeton, NJ: Van Nostrand, (1945).
- [Bongers *et al.*, 1989] Bongers, P., van Engelen, T., Dijkstra, S., Kock, Z.-J., – Optimal control of a wind turbine in full load-a case study, – *Proceedings, European Wind Energy Conference and Exhibition, Peter Peregrinus, London, United Kingdom, Vol. xxx+1063, pp. 345-349.(1989)*
- [Bossanyi *et al.*, 1989] Bossanyi, E.A., – Practical results with adaptive control of the MS2 wind turbine, – *European Wind Energy*



- Conference and Exhibition, Peter Peregrinus, London, United Kingdom, Vol. xxx+1063, pp. 331-335. (1989)*
- [Bossanyi-1, 2003] Bossanyi, E. A. – Individual Blade Pitch Control for Load Reduction – *Wind Energy* 6(2), 119–128. doi:10.1002/we.76, 2003
- [Bossanyi-2, 2003] Bossanyi, E. A., – Wind Turbine Control for Load Reduction. – *Wind Energy*, 6(3), 229–244. doi:10.1002/we.95, 2003
- [Bossanyi, 2009] Bossanyi, E. A., Ramtharan, G., & Savini, B. – The importance of control in wind turbine design and loading –. *2009 17th Mediterranean Conference on Control and Automation*, 1269–1274. doi:10.1109/MED.2009.5164721, 2009.
- [Bossanyi, 2012] Bossanyi, E. A., – Un-freezing the turbulence : improved wind field modelling for investigating Lidar-assisted wind turbine control – *EWEA 2012 Proceedings*, p139-143, Copenhagen, Denmark, April 2012.
- [Botasso *et al.*, 2012], Bottasso C., Campagnolo F., Croce A., Tibaldi C., – Integrating active and passive load control on wind turbines – *EWEA 2012 Proceedings*, p57-59, Copenhagen, Denmark, April 2012.
- [Boukhezzar *et al.*, 2006] B. Boukhezzar, H. Siguerdidjane, M. Maureen – Hand Nonlinear Control of Variable-Speed Wind Turbines for Generator Torque Limiting and Power Optimization – *J. Sol. Energy Eng.* 128(4), 516-530 (Aug 14, 2006), 2006.
- [Boyette, 2006] Boyette A., *Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne*, Thèse de l'Université Henri Poincaré, Nancy I, Décembre 2006.
- [Camblong *et al.*, 2004] Camblong H., Rodriguez Vidal M., Puiggali. J.R., *Principles of a Simulation Model for a Variable Speed Pitch Regulated Wind Turbine*, *Wind Engineering* (ISSN 0309-524X), Vol. 28 (2), 2004, pp. 157-175.
- [Camblong *et al.*-1, 2006] Camblong H., Tapia G., Rodríguez M., *Robust Digital Control of a Wind Turbine for Rated-Speed and Variable-Power Operation Regime*, *IEE Proceedings Control Theory & Applications* (ISSN 1350-2379), Vol. 153 (1), 2006, pp. 81-91.
- [Camblong *et al.*-2, 2006] Camblong H., Martinez de Alegria I., Rodriguez M., Abad G., *Experimental Evaluation of Wind Turbines Maximum*

- 
- Power Point Tracking Controllers, Energy Conversion and Management (ISSN 0196-8904), Vol. 47 (18-19), 2006, pp. 2846–2858.
- [Camblong *et al.*, 2012] Camblong H., Nourdine S., Vechiu I., Tapia G., *Comparison of an island Wind Turbine Collective and Individual Pitch LQG Controllers Designed to Alleviate Fatigue Loads*, IET Renewable Power Generation (ISSN: 1752-1416), Vol. 6 (4), 2012, pp. 267–275.
- [Camblong *et al.*, 2014] Camblong, H., Vechiu, I., Guillaud, X., Etxeberria, A., & Kreckelbergh, S. *Wind turbine controller comparison on an island grid in terms of frequency control and mechanical stress*. *Renewable Energy*, 63(0), 37–45. doi:<http://dx.doi.org/10.1016/j.renene.2013.08.045> (2014).
- [Caselitz *et al.*, 1997] Caselitz P, Kleinkauf W, Krüger T, Petschenka J, Reichardt M, Störzel K. – Reduction of fatigue loads on wind energy converters by advanced control methods. – *Proceedings of the European Wind Energy Conference, Dublin, 1997*; 555–558.
- [Chassande, 1981] Chassande J. P. *Eude analytique complète d'une machine synchrone autopilotée à caractéristiques bilinéaires et à commutation naturelle de courant*, Thèse de Doctorat es Sciences Physiques, Grenoble, Juin 1981.
- [Cois, 2001] Cois O., Oustaloup A., Poinot T., Battaglia J. L., – Fractional state variable filter for system identification by fractional model – *Proceedings of the 6<sup>th</sup> European Control Conference, ECC'91, Porto, Portugal, 2001*.
- [Courtecuisse, 2008] Courtecuisse V., *Supervision d'une centrale multisource à base d'éoliennes et de stockage d'énergie connectée au réseau électrique*, Thèse de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Novembre 2008.
- [Dolan, 2006] Dolan D.S.L., – Lehn P.W., *Simulation Model of Wind Turbine 3p Torque Oscillations due to Wind Shear and Tower Shadow* – *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.21, NO. 3*
- [Dubois, 2009] Dubois, C. *L'éolien, techniques et pratiques*. Eyrolles Editor.(2009)
- [Efe., 2012] Efe, M. Ö., – A Sufficient Condition for Checking the Attractiveness of a Sliding Manifold in Fractional Order Sliding Mode Control. – *Asian Journal of Control, Vol. 14: P 1118–1122. doi: 10.1002/asjc.430* (2012)
-

- [EIA et RTE, 2013] [Article « Électricité en France », http://fr.wikipedia.org, 2013](http://fr.wikipedia.org, 2013)
- [Ekelund ,1994] Ekelund, T., – Speed control of wind turbines in the stall region.” – *Proceedings, IEEE International Conference on Control and Applications, IEEE;New York, NY, USA, Vol. xlii+1952, pp. 227-232.(1994)*
- [Erdelyi, 1962] Erdelyi A., *Operational calculus and generalized functions* - Copyright 1962 by Holt, Rinehart and Winston.
- [FEE, 2008] Dossier de presse de France Energie Eolienne, Mars 2008.
- [Floquet, 1883] Floquet G. - *Sur les équations différentielles linéaires à coefficients périodiques*, Annales Sc. de l'E. N. S., 1883, tome XII, No 47.
- [Freudenberg et al, 1985] Freudenberg J.S., Looze J.S. – Right half plane poles and zeros and design tradeoffs in feedback systems – *IEEE Transaction on Automatic Control*, 30 (1985).
- [Ganander and Ronsten, 2003]. H. Ganander and G. Ronsten. – Design load aspects due to ice loading onwind turbine blades. – *Proceedings of the 2003 BOREAS VI Conference. Pyhäntunturi, Finland. Finnish Meteorological Institute, 2003.*
- [Garcia-Sanz et al., 2012]. Garcia-Sanz M., Houpis C. *Wind energy systems : control engineering design* / Boca Raton, FL : CRC Press, c2012.
- [Gibson, 1963] Gibson John E. - *Nonlinear Automatic Control, Chapitre 5*, McGraw-Hill Book Company, 1963.
- [GL, 2005] Germanischer Lloyd, *Rules and Guidelines, IV – Industrial Services – Guideline for the Certification of Wind Turbines*, p4-11, Edition 2005.
- [Gonzalez et al., 2008]. Gonzalez, H. ; Vargas, H.R., *Hinf controller design for a variable wind speed turbine*, Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2008 IEEE/PES pp 1-7;
- [Grasselli et al., 1996] Grasselli O. M., Lonhi S., Tornambe A. and Valigi P. – Robust output regulation and tracking for linear periodic systems under structured uncertainties – *Automatica Vol. 32, pp 1015-1019, 1996.*
- [Grenelle, 2009] [Le première loi du Grenelle, http://www.developpement-durable.gouv.fr/IMG/pdf/La\\_premiere\\_loi\\_du\\_Grenelle.pdf, 2009](http://www.developpement-durable.gouv.fr/IMG/pdf/La_premiere_loi_du_Grenelle.pdf, 2009)

- 
- [Gude *et al.*, 2009] J.J. Gude, E. Kahoraho – Simple tuning rules for fractional PI controllers – *Emerging Technologies & Factory Automation IEEE Conference, 2009.*
- [Horowitz, 1993] Horowitz I. M., Quantitative feedback design theory QFT, QFT Publications, Boulder, Colorado, 1993.
- [Hotzel, 1998] Hotzel R., *Contribution à la théorie structurelle et à la commande des systèmes linéaires fractionnaires*, Thèse de l'Université de Paris, 1998
- [Ilinca, 2011]. Ilinca, A. *Analysis and Mitigation of Icing Effects on Wind Turbine. s.l.*, Wind Energy Research Laboratory, 2011.
- [IPCC, 2011] IPCC, IPCC Special Report on Renewable Energy Sources and Climate Change Mitigation, 2011.
- [Jasinski *et al.*, 1998]. W.J. Jasinski, S.C. Noe, M.S. Selig, and M.B. Bragg. – Wind turbine performance under icing conditions. – *Transactions of the ASME, Journal of solar energy engineering, 120:60–65, 1998.*
- [Jonkman, 2010] [NWTC Design Codes \(FAST by Jason Jonkman, Ph.D.\) - http://wind.nrel.gov/designcodes/simulators/fast/, 2010.](http://wind.nrel.gov/designcodes/simulators/fast/)
- [Kapp *et al.*, 2013] Kapp S., Heß F., Kühn M., – Sensitivity of Lidar measurement chain uncertainties on wind turbine load reductions applying feedforward pitch control – *EWEA 2013 Proceedings, p89-92, Vienna, Austria, February 2013*
- [Karrari *et al.*, 2008] Karrari, M., Rosehart, W., & Malik, O. P. – Hierarchal Control System for a Variable Speed Cage Machine Wind Generation Unit Using Neural Networks. – *Asian Journal of Control, 7(3), 286–295. (2008)*
- [Kelley *et al.*, 2011] NWTC Design Codes (TurbSim by Neil Kelley, Bonnie Jonkman.  
<http://wind.nrel.gov/designcodes/preprocessors/turbsim/>. 2011.
- [Kern, 1980] Kern G. – Linear closed loop control in linear periodic systems with application to spin-stabilized bodies – *International journal of control, Vol.31, No. 5, 905-916, 1980.*
- [Kristiansson *et al.*, 2002] B. Kristiansson, B. Lennartson – Robust and optimal tuning of PI and PID controllers – *IEE Proc., Vol. 149 (1), pp. 17-25, 2002*
-

- [Kwakernaak, 1993] Kwakernaak H., Robust Control and  $H_{\infty}$  - Optimization, *Automatica* 29(2), 255-273, 1993.
- [Landau *et al.*, 1995] I.D. Landau, D. Rey, A. Karimi, A. Voda and A. Franco – A flexible transmission system as a benchmark for digital control – *European Journal of Control*, Vol. 1 n°2, 1995.
- [Lanusse *et al.*, 1993] P. Lanusse, A. Oustaloup et B. Mathieu : – Third generation CRONE control – "*IEEE/SMC'93 Conference*", *Le Touquet*, 17 au 20 octobre 1993.
- [Lanusse, 1994] P. Lanusse – *De la commande CRONE de première génération à la commande CRONE de troisième génération* – Thèse de Doctorat de l'Université Bordeaux 1, 1994.
- [Lanusse *et al.*, 1996] P. Lanusse, A. Oustaloup and D. Sutter – Multi-scalar CRONE control of multivariable plants – *Proc. WAC'96-ISIAC Symphosia, Montpellier, France, 1996*.
- [Lanusse, 2001] [P. Lanusse - CRONE Control System Design, a CRONE toolbox for Matlab, http://www.ims-bordeaux.fr/CRONE/toolbox](http://www.ims-bordeaux.fr/CRONE/toolbox).
- [Lanusse *et al.*, 2001] Lanusse P., Melchior P., Dancla F., Cois O., *The Toolbox CRONE* <http://cronetoolbox.ims-bordeaux.fr> (2001)
- [Lanusse *et al.*, 2005] P. Lanusse, A. Oustaloup and J. Sabatier – Step-by-step presentation of a 3rd generation CRONE controller design with an anti-windup system – *Fifth EUROMECH Nonlinear Dynamics Conference, Eindhoven, Netherlands, 2005*.
- [Lanusse *et al.*, 2011] P. Lanusse, R. Malti and P. Melchior – CRONE control-system design toolbox for the control engineering community – *ASME/IEEE International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications, Washington, DC, USA, 2011*.
- [Laverdure, 2005] Laverdure N., *Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires*, Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Décembre 2005.
- [Le Lay, 1998] Le Lay L. - *Identification fréquentielle et temporelle par modèle non entier*. Thèse de Doctorat d'Université, Université Bordeaux 1, Bordeaux 1998.
- [Leconte *et al.*, 2009] Leconte P., Rapin M., Szechenyi E., – *Éoliennes – Techniques de l'ingénieur Machines aérodynamiques et*

---

*compresseurs, bm4640, Avril 2009*

- [Lin *et al.*, 2012] Lin, F.-J., Hwang, J.-C., Tan, K.-H., Lu, Z.-H., & Chang, Y.-R – Intelligent control of doubly-fed induction generator systems using PIDNNs – *Asian Journal of Control*, 14(3), 768–783. (2012)
- [Lin, 2001] Lin J. *Modélisation et identification d'un système d'ordre non entier* - Thèse de l'Université de Poitiers - 2001
- [Longhi, 1995] Longhi S. and Zulli R. – A robust eigenvalue assignment algorithm for periodic systems – *Proceedings of the Third European Control Conference*, pp 1354-1359, Vol. 2, 1995.
- [Looze *et al.*, 1991] Looze D.P., Freudenberg J.S. – Limitations of feedback Properties imposed by open-loop right half plane poles – *IEEE Transaction on Automatic and Control*, 36 (1991).
- [Malti *et al.*, 2011] R. Malti, P. Melchior, P. Lanusse, A. OUSTALOUP – Towards an object oriented CRONE Toolbox for fractional differential systems – *18th IFAC World Congress - Milan, Italy, 2011*.
- [Manabe, 1960] S. Manabe – The non-integer integral and its application to control systems – *Journal of Institute of Electrical Engineers of Japan*, 80 (1960).
- [Manabe, 1961] S. Manabe – The system design by the use of non-integer integral and transport delay – *Journal of Institute of Electrical Engineers of Japan*, 81 (1961).
- [Manabe, 1962] S. Manabe – The system design by the use of a model consisting of a saturation and non-integer integrals – *Journal of Institute of Electrical Engineers of Japan*, 82 (1962).
- [Manabe, 1998] S. Manabe – Coefficient diagram method – *14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*, (1998). 271
- [Manabe, 2002] S. Manabe – Brief tutorial and survey of coefficient diagram method – *4th Asian Control Conference*, (2002).
- [Matignon, 1997] Matignon D. et d'Andréa-Novel B. – Observer-based controllers for fractional differential equations – *Proceedings of 1997 Conf. On Decision and Control*, pp. 4967-4972, San Diego, 1997.

- [McKillip, 1985] McKillip Jr. R. M. – Periodic control of the individual blade control helicopter rotor – *Vertica*, Vol. 9, pp 199-225, 1985.
- [Meerkov, 1980] Meerkov S. M. – Principle of vibrational control : theory and applications – *IEEE Transactions on Automatic Control*, nj 8, Vol 25, pp 755-762 - 1980.
- [Melchior, 2001] Melchior P., Orsoni B. and Oustaloup A. – Weyl Fractional Potential In Path Planning – *Accepted Paper for presentation in 6<sup>th</sup> IEEE European Control Conference ECC'2001, Invited session on "Fractional Order Systems" - Porto, Portugal, September 4-7-2001.*
- [Météo France, 2013] Documentation interne VALEOL, source Météo France, 2013.
- [Ministère de l'Écologie, 2011] Ministère de l'écologie, du développement durable, des transports et du logement, *Arrêté du 26 août 2011 relatif aux installations de production d'électricité utilisant l'énergie mécanique du vent au sein d'une installation soumise à autorisation au titre de la rubrique 2980 de la législation des installations classées pour la protection de l'environnement, 26 Août 2011.*
- [Moreau, 1998] Moreau X., Oustaloup A. and Nouillant M. – The CRONE suspension : Concept and technological solutions – *IFAC Conference On System Structure and Control, SSC'98 – Nantes, July 8-10, 1998.*
- [Multon *et al.*, 2004] Multon B., Roboam X., Dakyo B., Nichita C., Gergaud O., Ben Ahmed H. – Aérogénérateurs électriques – *Techniques de l'Ingénieur, Septembre 2004*
- [Muyeen *et al.*, 2011] S.M. Muyeen, R. Takahashi, J. Tamura, – Electrolyzer switching strategy for hydrogen generation from variable speed wind generator –, *Electric Power Systems Research*, Volume 81, Issue 5, May 2011, Pages 1171-1179, ISSN 0378-7796, 10.1016/j.epsr.2011.01.005. (2011)
- [Naslin, 1969] P. Naslin, *Essentials of Optimal Control*, Boston Technical, Boston, MA, USA, 1969.
- [National Instruments, 2008] National Instruments, *Wind Turbine Control Methods*, 22 Décembre 2008
- [Nelson Gruel *et al.*, 2008] D. Nelson Gruel, P. Lanusse et A. Oustaloup – Commande robuste des systèmes multi-entrées multi-sorties non-carrés retardés – *Conférence Internationale Francophone*

- 
- d'Automatique (CIFA 2008) - Bucarest, Roumanie, 2008.*
- [Nelson Gruel, 2009] D. Nelson Gruel – *Extension de la commande CRONE multivariable aux systèmes non carrés : Application à un système d'air de moteurs essence et diesel*, Thèse de Doctorat l'Université de Bordeaux, 2009.
- [Orsoni, 2001] Orsoni B., Melchior P. and Oustaloup A. – Davidson-Cole transfer function in path tracking design – *Accepted Paper for presentation in 6<sup>th</sup> IEEE European Control Conference ECC'2001 - Porto, Portugal, September 4-7-2001.*
- [Oustaloup, 1975] Oustaloup A., *Étude et réalisation d'un système d'asservissement d'ordre 3/2 de la fréquence d'un laser à colorant continu*, Thèse de l'Université Bordeaux 1, France, 1975.
- [Oustaloup, 1981] Oustaloup A. – Principe et intérêt de la fractionnarisation de l'ordre – *Conférence "Application de la Modélisation et de la Simulation", Septembre 7-11, 1981, Lyon, France.*
- [Oustaloup, 1982] Oustaloup A., Pistré J. D. and Mora A. – Fractional order systems with localized and distributed parameters – *IASTED Conference, March 2-5, 1982, Davos, Switzerland.*
- [Oustaloup, 1983] Oustaloup A., *Systèmes asservis lineaires d'ordre fractionnaire*, Ed Masson, 1983.
- [Oustaloup, 1987] Oustaloup A. and Bergeon B. – Frequency space synthesis of a robust dynamic command – *IFAC'87, 10<sup>th</sup> World Congress on Automatic Control, July 27-31, 1987, Munich, Federal Republic of Germany.*
- [Oustaloup, 1991] A. Oustaloup, *La commande CRONE*, Editions Hermès, (1991).
- [Oustaloup, 1994] A. Oustaloup, *La robustesse (Chapitre 1: Approche fréquentielle et non entière de la robustesse : la commande CRONE)*, Editions Hermès, (1994).
- [Oustaloup et al., 1995] A. Oustaloup, B. Mathieu and P. Lanusse – The CRONE control of resonant plants: application to a flexible transmission – *European Journal of Control, Vol. 1 n°2, 1995.*
- [Oustaloup-1, 1995] Oustaloup A. – *La dérivation non entière : théorie, synthèse et applications* - Editions Hermès, 1995.
-



- [Oustaloup-2, 1995] Oustaloup A., Mathieu B. et Lanusse P. - *Un tour d'horizon sur la commande CRONE*, RAIRO-APII 1995
- [Oustaloup et al., 1999] A. Oustaloup et B. Mathieu - *La commande CRONE : du scalaire au multivariable* - Editions Hermès, Paris, 1999.
- [Oustaloup et al., 2000] A. Oustaloup, P. Melchior, P. Lanusse, O. Cois and F. Dancla - "The CRONE toolbox for *Matlab* - *IEEE International Symposium on Computer-Aided Control System Design*", Anchorage, Alaska, September 25-27, 2000.
- [Oustaloup et al., 2008] Oustaloup A., Sabatier J., Lanusse P., Malti R., P. Melchior P., Moreau X., Moze M. - An overview of the CRONE approach in system analysis, modeling and identification, observation and control - Keynote lecture at the 17th IFAC World Congress, Seoul, Korea, July 6-11, 2008.
- [Oustaloup et al., 2013] Oustaloup A., Lanusse P., Sabatier J, Melchior P., CRONE control : principles, extensions and applications, *Journal of Applied Nonlinear Dynamics*- Vol 2, N°3, pp. 207--223 | DOI: 10.5890/JAND.2013.08.001
- [Partnerships for Renewables] <http://www.pfr.co.uk/standfordhill/15/Wind-Power/119/Capacity-Factor/>
- [Pena et al., 1996] Pena R.S., Clare J.C., ASHER G.M., - Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-Back PWM Converters and its Applications to Variable-Speed Wind-Energy Generation - *IEE Proceedings, Electrical Power Applications, Vol. 143, N°3, pp. 231-241 May 1996. (1996)*
- [Petras, 1999] [Petras I., Dorcak L., The frequency method for stability investigation of fractional control systems, SACTA, vol. 2, n° 1-2, pp. 75-85, 1999 \(www.cer.co.za/sacta/\).](http://www.cer.co.za/sacta/)
- [Petras, 2000] Petras I., Dorcak L., O'Leary P., Vinagre B. M., Podlubny I. - The modelling and analysis of fractional-order control systems in frequency domain - *Proceedings of ICC'2000, pp. 257-260, Slovak Republic, 2000.*
- [Petru, 2001] Petru T. - *Modeling of Wind Turbines for Power System Studies*, Rapport technique de la Chalmers University of Technology, No. 391L, 2001.
- [Podlubny et al, 1999] I. Podlubny, *Fractional Differential Equations*, Academic Press, San Diego, (1999).
- [Podlubny, 1999] Podlubny I. - Fractional-order systems and PID-controller - *IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 44, n° 1,*

- 
- pp 208-214, 1999.*
- [Poitiers, 2003] Poitiers F., *Étude 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 l'Université de Nantes, Décembre 2003.
- [Pommier, 2002] V. Pommier-Budinger, *Commande non entière et commande robuste non linéaire d'un banc d'essais hydraulique*, Thèse de Doctorat de l'Université de Bordeaux 1, (2002).
- [Pommier *et al.*, 2002] Pommier V., J. Sabatier J., Lanusse P. and Oustaloup A. - CRONE control of a nonlinear hydraulic actuator - Control Engineering Practice, Vol. 10, pp 391-402, 2002.
- [Rabenasolo, 1992] Rabenasolo A. Besoa - *Analyses et commande des systèmes linéaires à coefficients périodiques*, Thèse de Doctorat à l'Université des Sciences et techniques de Lille Flandres Artois, Novembre 1992.
- [Rescoll, 2011] Site internet de Rescoll, propriétaire de la technologie, [http://www.rescoll.fr/nos\\_technologies\\_paniplast.php](http://www.rescoll.fr/nos_technologies_paniplast.php)
- [Risø National Laboratory, 1989] [Illustration dans l'article « Eolien : Bilan 2008 de la production française », <http://energie-verte.blogspot.fr>, 2008, datant de 1989.](http://energie-verte.blogspot.fr)
- [Ronsten, 2004] G. Ronsten. *Svenska erfarenheter av vindkraft i kallt klimat - nedisning, iskastoch avisning*. Elforsk rapport 04:13,2004.  
[http://www.elforsk.se/publish/show\\_report.phtml?id=596](http://www.elforsk.se/publish/show_report.phtml?id=596)
- [Rubagotti *et al.*, 2011] Rubagotti M., Carminati M., Clemente G., Grassetto R. and Ferrara A., *Asian Journal of Control, Early View* (2011)
- [Rudnitskii, 1960] Rudnitskii B. E. – Determining the transfert function for certain system with varying parameters – *Avtomatika i Telemekhanika*, vol. 21, No. 12, pp. 1565-1575, December 1960.
- [Sabatier *et al.*,2002] J. Sabatier, A. Oustaloup, A. Garcia Iturriaga and P. Lanusse – CRONE control: Principles and extension to time-variant plants with asymptotically constant coefficients – *Nonlinear Dynamics*, Kluwer Academic Publishers, Vol. 29, N° 1-4, pp. 363-385, July 2002.

- [Sabatier *et al.*,2003-1] J. Sabatier, A. Oustaloup, A. Garcia Iturricha and F. Levron – CRONE control of continuous linear time periodic systems: application to a testing bench – *ISA Transactions*, Vol. 42, N° 3, July 2003.
- [Sabatier *et al.*,2008] J. Sabatier, A. Garcia Iturricha, M. Moze and A. Oustaloup – Application of CRONE control to a sampled time varying system with periodic coefficients – *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Vol 30, n°6, 2008.
- [Schaumann *et al.*, 2010] Schaumann P., Bechtel A., Lochte-Holtgreven S. – Fatigue design for prevailing axially loaded grouted connections of offshore wind turbine support structures in deeper waters – *EWEA 2010 Proceedings*, p144-148, Warsaw, Poland, April 2010
- [Seifert, 2003] H. Seifert – Technical requirements for rotor blades operating in cold climate– *In Proceedings of the 2003 BOREAS VI Conference*. Pyhäntunturi, Finland. Finnish Meteorological Institute, 2003.
- [SER-1, 2012] [Syndicat des Énergies Renouvelables, Le livre blanc des énergies renouvelables, http://www.enr.fr, 2012.](http://www.enr.fr)
- [SER-2, 2012] Syndicat des Énergies Renouvelables, « L'énergie éolienne en France Panorama 2012 », <http://www.enr.fr>, 2012.<http://www.enr.fr>
- [Shan *et al.*, 2013] Shan M., Jacobsen J., Adelt S. – Field testing and practical aspects of load reducing pitch control systems for a 5MW offshore wind turbine– *EWEA 2013 Proceedings*, p101-105, Vienna, Austria, February 2013
- [Sheu, 1978] Sheu D. L. – Effects of tower motion on the dynamic response of windmill rotors – *Tech. Rep. Volume VII, Dept. of Aeronautics and Astronautics, Massachusetts Institute of Technology*, September 1978.
- [Tenreiro, 1997] Tenreiro Machado J. A. – Analysis and design of fractional-order Digital Control Systems – *SAMS Journal Systems Analysis, Modelling, Simulation*, Vol. 27, pp. 107-122, 1997.
- [The Mathworks] <http://www.mathworks.com/help/toolbox/phymod/drive/planetarygear.html>
- [Tsai *et al.*, 2012] Tsai S., Ye S., Yu Y., Tseng J. – Design and analysis of the planetary gear drive with flexible pins for wind turbines – *EWEA 2012 Proceedings*, Copenhagen, Denmark, April

---

2012.

- [Tustin et al., 1958] A. Tustin, J.T. Allanson, J.M Layton, R.J. Jakeways – The design of systems for automatic control of the position of massive objects – *Proceedings of IEEE*, (1958).
- [Vidal, 2004] Vidal P-E, *Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation*, Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2004.
- [Vyncke et al., 2008] Vyncke, T.J.; De Belie, F. M L L; Boel, R.K.; Melkebeek, J. A A; Yonghua Cheng; Lataire, Philippe, – Identification of PM synchronous machines in the frequency domain by broadband excitation – *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008. International Symposium on* , vol., no., pp.1253,1258, 11-13 June 2008 (2008)
- [Wereley, 1990] Wereley N. M. and Hall S. R. – Frequency response of linear time periodic systems – *Proceedings of the 29th conference on decision and control*, pp. 3650-3655, December 1990
- [Wereley, 1991] Wereley N. M. – *Analysis and control of linear periodically time varying systems* - PhD thesis - Dept. of Aeronautics and Astronotics, M. I. T., 1991.
- [Wildi et al., 2005] Wildi, T., Sybille G., *Électrotechnique 4<sup>e</sup> édition*, Éditions de boeck, Bruxelles, 2009.
- [Xing-Jia et al., 2008] Xing-Jia Y., Chang-Chun G., Yan L., “*LPV H-Infinity controller design for variable-pitch variable speed wind turbine*”, Journal of Shenyang University of Technology, May, 2008
- [Zadeh, 1950-1] Zadeh A. Lotfi – Band-Pass Low-Pass Transformations in variable Networks – *Proceedings of the I.R.E.*, pp. 1339-1341, November 1950.
- [Zadeh, 1950-2] Zadeh A. Lotfi – Circuit Analysis of linear Varying-Parameter Networks – *Journal of Applied Physics*, Vol. 21, pp. 1171-1177, November 1950.
- [Zadeh, 1951] Zadeh A. Lotfi – Initial conditions in linear Varying-Parameter Systems – *Journal of Applied Physics*, Vol. 22, pp. 782-786, June 1951.
- [Zadeh, 1961] Zadeh A. Lotfi – Time-Varying Networks – *Proceedings of the I.R.E.*, pp. 1488-1503, October 1961.

## BIBLIOGRAPHIE DE L'AUTEUR

### Publications dans des revues internationales

B. FEYTOUT, P. LANUSSE, J. SABATIER AND S. GRACIA : Robust CRONE Design for a Variable Ratio Planetary Gearing in a Variable Speed Wind Turbine. *Asian Journal of Control*, Volume 15, Issue 3, pages 806–818, May 2013. doi: 10.1002/asjc.696

### Communications dans des congrès internationaux avec actes et comité de lecture

B. FEYTOUT, P. LANUSSE, J. SABATIER AND S. GRACIA : Robust CRONE Design for a Variable Ratio Planetary Gearing in a Variable Speed Wind Turbine, *From: ASME 2011 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference*, Volume 3: 2011 ASME/IEEE International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications, Parts A and B. Washington, DC, USA, August 28–31, 2011.

P. LANUSSE, M. LOPES, B. FEYTOUT, J. SABATIER ET S. GRACIA : Automatisation de l'optimisation de régulateurs CRONE et application à la commande d'une éolienne, *Proceedings CIFA 2012*, Grenoble, France, Juillet. 2012.

P. LANUSSE, M. LOPES, B. FEYTOUT, J. SABATIER : New optimization criteria for the simplification of the design of third generation CRONE controllers, *5th IFAC Workshop on "Fractional Differentiation and its Applications"* Volume 6, Part 1, pages 355-360, Grenoble, France, Février 2013.

### Communications dans des congrès nationaux et internationaux avec posters

B. FEYTOUT, J. SABATIER, P. LANUSSE, M. LOPES, S. GRACIA : Maximizing wind turbine production using revisited CRONE control, *European Wind Energy Association Conference (EWEA 2012)*, Copenhagen : Danemark April 2012.

B. FEYTOUT, X. JIN, S. GRACIA, B. GAILLARDON : Contribution à l'optimisation d'une éolienne offshore par simulation aérodynamique et synthèse de régulateur CRONE, *Conférence « Les Énergies Marines Renouvelables ET VOUS ? »* Université de Caen Basse-Normandie, Juin 2012.

## RÉSUMÉ

Les études, menées en collaboration entre la société VALEOL et le laboratoire IMS, proposent des solutions pour optimiser la production et le fonctionnement d'une éolienne. Il s'agit de travailler sur les lois de commande du système ou des sous-systèmes en utilisant la commande CRONE, répondant à un besoin de robustesse. Chaque étude met en avant des aspects de modélisation, d'identification et de synthèse de lois de commande avant mises en application au travers de simulations ou d'essais sur modèles réduits et taille réelle.

Le **chapitre 1** donne une vision d'ensemble des problématiques traitées dans ce manuscrit, à l'aide d'états de l'art et de remise dans le contexte économique et industriel de 2013.

Le **chapitre 2** introduit la commande CRONE pour la synthèse de régulateurs robustes. Cette méthodologie est utilisée pour réaliser l'asservissement de la vitesse de rotation d'une éolienne à vitesse variable, présentant une architecture innovante avec un variateur de vitesse mécanique et génératrice synchrone.

Le **chapitre 3** établit la comparaison de trois nouveaux critères d'optimisation pour la méthodologie CRONE. Le but est de réduire sa complexité et de faciliter sa manipulation par tout utilisateur. Les résultats sur les différents critères sont obtenus par simulations sur un exemple académique, puis sur un modèle d'éolienne de type MADA.

Le **chapitre 4** porte sur la réduction des charges structurelles transmises par le vent à l'éolienne. Il est question d'une amélioration du contrôle de l'angle de pitch par action indépendante sur chaque pale en fonction de la position du rotor ou encore des perturbations liées au vent

Le **chapitre 5** est consacré à la conception d'un système d'antigivrage et dégivrage d'une pale dans le cadre d'un projet Aquitain. Après modélisation et identification du procédé, la commande CRONE est utilisée pour réguler la température d'une peinture polymère chauffante sous alimentation électrique disposée sur les pales. L'étude est complétée par la mise en place d'un observateur pour la détection de présence de givre.

### MOTS CLÉS

Éolienne, vitesse variable, Commande CRONE, commande robuste, modélisation, identification, charges structurelles, individual pitch control, dégivrage, antigivrage.

## ABSTRACT

The research studies, in collaboration with VALEOL and IMS laboratory, propose several solutions to optimize the production and the efficiency of a wind turbine. The general theme of the work is based on control laws of the system or subsystems using the CRONE robust design. Each part highlights aspects of modeling, system identification and design before simulations or tests of scale and full size models.

**Chapter 1** provides an overview of the issues discussed in this manuscript, using states of the art and precisions on the industrial and economic context of 2013.

**Chapter 2** introduces the CRONE command for robust design. It is used to achieve the control of the rotation speed of a variable speed wind turbine, with an innovative architecture - mechanical variable speed solution and synchronous generator.

**Chapter 3** makes a comparison of three new optimization criteria for CRONE design. The aim is to reduce the methodology complexity and to facilitate handling by any user. The results are obtained through simulations on an academic example, then with a DFIG wind turbine model.

**Chapter 4** focuses on the reduction of structural loads transmitted by the wind on the turbine. It is about better control of the pitch angle by individual pitch control, depending on the rotor position or wind disturbances.

**Chapter 5** deals with the design of an anti-icing/de-icing system for blades. After the modeling and identification steps, the CRONE design is used to control the temperature of a heating coating disposed on the blades. An observer is finally designed to detect the presence of ice.

### KEYWORDS

Wind turbine, variable speed, CRONE control, robust control, modeling, system identification, structural loads, individual pitch control, de-icing, anti-icing.