



HAL
open science

MODELISATION ET COMMANDE EN POUSSEE DE MOTEURS A COURANTS ALTERNATIFS EN PROPULSION NAVALE

Cédric Guibert

► **To cite this version:**

Cédric Guibert. MODELISATION ET COMMANDE EN POUSSEE DE MOTEURS A COURANTS ALTERNATIFS EN PROPULSION NAVALE. Automatique / Robotique. Université de Nantes, 2005. Français. NNT: . tel-00128368

HAL Id: tel-00128368

<https://theses.hal.science/tel-00128368>

Submitted on 31 Jan 2007

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.

UNIVERSITE DE NANTES

ÉCOLE DOCTORALE

SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DE L'INFORMATION ET DES MATERIAUX

Année : 2005

Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes

Spécialité : ELECTRONIQUE ET GENIE ELECTRIQUE

Présentée et soutenue publiquement par

Cédric GUIBERT

Le 5 Décembre 2005

au Centre de Recherche et de Transfert de Technologie (CRTT) - Saint Nazaire

**MODELISATION ET COMMANDE EN POUSSEE
DE MOTEURS A COURANTS ALTERNATIFS
EN PROPULSION NAVALE**

Jury

Rapporteurs : Mme Betty LEMAIRE-SEMAIL Professeur des universités - Polytech'Lille - L2EP - Lille
M. Jacques-André ASTOLFI Maître de Conférences HDR - Ecole Navale - IRENav - Brest

Examineurs : M. Christian ZARDINI Professeur Emérite - ENSEIRB - IXL - Bordeaux
M. Jean-François HETET Professeur des universités - ECN - LMF - Nantes
M. René LE DOEUFF Professeur des universités - Polytech'Nantes - IREENA - St-Nazaire
Mme Nadia AIT-AHMED Maître de Conférences - Polytech'Nantes - IREENA - St-Nazaire
M. Luc LORON Professeur des universités - Polytech'Nantes - IREENA - St-Nazaire

Directeur de Thèse : Luc LORON

Co-encadrante : Nadia AIT-AHMED

Laboratoire : IREENA

Composante de rattachement du directeur de thèse : Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes

N° ED 366-226

Avant-propos

Ce mémoire présente les travaux effectués durant ma thèse de doctorat au sein de l'Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes Atlantique (IREENA). Mon doctorat a été dirigé par Monsieur Luc LORON et encadré par Madame Nadia AIT-AHMED. Ma thèse a été consacrée à la commande en poussée des propulseurs électriques à hélice de robots sous-marins. A ce titre, je tiens à remercier l'ensemble des parties ayant contribué au financement de ces travaux :

Le Conseil Régional des Pays de la Loire, le Conseil Général de Loire Atlantique et la Communauté Urbaine de Nantes.

Je remercie également l'association Univaloire qui a géré au nom de ces trois entités mon financement, et particulièrement M. Jean-Noël d'ACREMONT, Président d'Univaloire, et Mme Béatrice DANTEC, responsable comptable d'Univaloire, pour leur complaisance.

Mes remerciements vont également aux membres du jury qui ont acceptés de considérer mes travaux :

- Madame Betty LEMAIRE-SEMAIL, Professeur à l'école Polytechnique de l'université de Lille, et Monsieur Jacques-André ASTOLFI, Maître de Conférence HDR à l'Ecole Navale de Brest, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de ce mémoire.
- Monsieur Christian ZARDINI, Professeur Emérite à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electronique, d'Informatique et de Radiocommunication de Bordeaux, d'avoir présidé ce jury et d'avoir remplacé au dernier moment Monsieur Jean-Louis AUCOUTURIER, que je remercie également.
- Monsieur Jean-François HETET, Professeur à l'Ecole Centrale de Nantes, d'avoir accepté d'être membre du jury mais également pour avoir accepté de participer à la suite des travaux présentés dans ce mémoire.
- Monsieur René LE DOEUFF, Professeur à l'école Polytechnique de l'université de Nantes, pour sa participation au jury et pour être l'initiateur du projet.
- Monsieur Luc LORON, Professeur à l'école Polytechnique de l'université de Nantes, pour avoir dirigé ma thèse et pour ces conseils judicieux.

- Madame Nadia AIT-AHMED, Maître de Conférence à l'école Polytechnique de l'université de Nantes, d'avoir encadré mes travaux et pour toute l'aide qu'elle a pu m'apporter.

Je souhaite également remercier Messieurs Jean-Charles MOINET et Patrick FOURCHE, respectivement directeur et ingénieur à l'Institut de Créativité Industrielle (ICI) de Saint-Nazaire, pour leur implication dans la réalisation et la mise au point du banc d'essais, ainsi que le groupe d'étudiants de l'ICI qui a contribué à l'étude de ce banc d'essais.

Mes remerciements vont également envers l'ensemble du personnel du Centre de Recherche et de Transfert de Technologie (CRTT) de Saint-Nazaire et du département Génie Electrique de Polytech'Nantes, et particulièrement Josette et Corinne, secrétaire au département Génie Electrique, et Françoise et Christine, secrétaires du site nazairien de l'IREENA.

Je remercie également l'ensemble des permanents du laboratoire qui ont toujours réussi à me consacrer un peu de temps malgré leur emploi du temps chargé. Je remercie notamment Didier TRICHET, dont le savoir n'a d'égal que sa disponibilité, Mohamed MACHMOUM pour ses flûtes à champagne, El Hadi Zaïm pour sa gentillesse, M. Fouad BENKHORIS pour les documents qu'il m'a prêté, François AUGER pour son algorithme améliorée de la transformée de Fourier et enfin Mourad AIT-AHMED pour m'avoir, entre autre, prêté son ordinateur portable.

Je m'excuse auprès des permanents qui m'ont aidé d'une façon ou d'une autre et que j'ai pu oublier de nommer, mais trois années de thèses ça n'arrange pas les neurones.

L'ambiance au "labo" n'aurait jamais été ce qu'elle est sans la présence des doctorants. Une osmose toute particulière c'est d'ailleurs installée entre les doctorants du deuxième étage. J'en garde de très bons souvenirs. Je citerai entre autre :

- Manu, mon collègue de bureau, toujours débordé, toujours à la bourre et pourtant toujours prêt a donné un coup de main. C'est également notre mentor du jeu en réseau, puisqu'il nous met la pâté à chaque fois. En quittant le laboratoire il nous a légué son koala, qui a pris la fâcheuse manie de se promener un peu partout dans le bureau, sans doute à la recherche de son maître.
- Anthony, dit "To", qui après plusieurs mois passés au Québec ne pense plus qu'à y retourner. Je le remercie pour cette balade en Catamaran, même s'il m'a obligé à souffler dans la voile pour avancer, ainsi que pour cette soirée barbecue à la Plaine-sur-Mer.

-
- Salvy, que l’on a plusieurs fois envahi pour faire nos parties réseau chez lui. Mais c’est sans compter sa “table magique” qui s’agrandit jusqu’à réussir à caser tous les PC dessus. Je le remercie également de m’avoir donné de précieux conseils pour ma soutenance de thèse, et j’en profite pour dire un petit bonjour à sa femme Gaëlle.
 - Etienne, qui nous fait parfois quelques crises de mégalomanie (notamment juste avant de soutenir) et qui a régulièrement failli faire péter la baraque (au propre comme au figuré). On a également eu de nombreuses discussions fort intéressantes sur des sujets aussi bien techniques que métaphysiques et il m’a fait profité de ces nombreux monologues sur la guerre de 14-18. Surtout en fin de soirée. J’ai également eu la chance d’être invité à une fête avec sa famille et ses amis. Le mot “fête” a alors pris un tout autre sens que je ne connaissais pas.
 - Luc, ma soupape de sécurité, que je vais embêter dès que je commence à péter un câble. Mais, maintenant que j’ai soutenu, ça va beaucoup mieux et je le laisse un peu plus tranquille. J’ai cependant profité de ces (nombreuses) visites à son bureau pour me laisser initier à cette étrange machine qu’est la MRV. Il m’a d’ailleurs fallu plusieurs mois pour en comprendre le fonctionnement (bien oui, je comprend vite mais il faut m’expliquer longtemps). C’est également mon équipier préféré au billard, bien que sa spécialité soient les échecs. Il n’empêche qu’il arrive à concilier les deux en jouant une ouverture d’échecs au billard ! (Une Réti, pour les connaisseurs)

Comme à mon habitude, je garde le meilleur pour la fin. Mes derniers remerciements, mais aussi les plus chaleureux, vont ainsi à mes proches, et en premier lieu à mes parents, Claudine et Serge, sans qui je n’aurais jamais pu arriver jusqu’au Doctorat. Je les remercie de m’avoir soutenu et d’avoir toujours été prêt à m’aider. Je leur dédie ce mémoire, ainsi qu’à mon ange, Caroline, qui n’a pas su dans quoi elle s’engageait en acceptant de vivre avec un thésard. Mais ça y est, la thèse c’est terminé ! Nous allons enfin pouvoir penser à l’avenir.

Ma dernière dédicace va à ma sœur Sandrine, qui a su me rappeler que c’est avec elle que j’ai fait mes premières preuves d’enseignant. J’en profite pour lui souhaiter plein de bonheur avec son mari David, qui a toujours eu confiance en moi.

Je remercie tout aussi chaleureusement ma marraine Monique et son mari Roger ainsi que mes beaux parents Catherine et Bernard, qui se sont tous toujours montrés disponibles. Je fini par un dernier coucou à mes cousins Jean-Bernard et Pauline et à ma belle sœur Céline et son ami Mathieu.

Et encore une fois, merci à tous ceux que j'ai pu oublié ou que je n'ai pas expressément cité.

*à mes parents,
à mon ange,
à ma sœur*

Table des matières

Avant-propos	i
Glossaire, notations et définitions	xv
Introduction	1
1 Modélisation du processus	7
1.1 Introduction à la modélisation	9
1.2 Modèle de la machine électrique	9
1.3 Modélisation hydrodynamique	12
1.3.1 Introduction aux hélices	13
1.3.2 Relation hydrodynamique de base	15
1.3.3 Modèle du Régime Permanent	18
1.3.4 Modèle du Pseudo Régime Permanent	19
1.3.5 Modèle dynamique du premier ordre	20
1.3.6 Modèle de l'aile portante	21
1.3.7 Modèle avec flux rotationnel	25
1.4 Méthodes d'identification des paramètres	26
1.4.1 Paramètres électromécaniques	26
1.4.2 Paramètres hydrodynamiques	29
1.5 Amélioration de la relation hydrodynamique de base	33
1.5.1 Validité de la relation hydrodynamique de base	33
1.5.2 Justification du modèle de la poussée statique	37
1.5.3 Résultats de l'identification de la poussée statique	38
2 Principales lois de commandes	41
2.1 Commandes sans mesure de la poussée	43
2.1.1 Commandes en couple	43
2.1.2 Commandes en vitesse	45
2.1.3 Commande basée sur le modèle du véhicule	49
2.1.4 Comparaison des commandes	50

2.2	Commandes avec mesure de la poussée	51
2.3	Application à la commande en position	53
3	Commandes par observation du couple hydrodynamique	59
3.1	Estimation des grandeurs hydrodynamiques	63
3.1.1	Observation du couple hydrodynamique	63
3.1.2	Estimation de la vitesse axiale	77
3.1.3	Estimation de la poussée	82
3.2	Commandes à base d'observateur de couple	84
3.2.1	Amélioration de la commande MBV	84
3.2.2	Commandes par retour de la poussée	86
3.3	Robustesse	91
3.4	Conclusion	94
4	Mise en œuvre d'un banc d'essais	97
4.1	Etat de l'art des bancs d'essais existants	99
4.1.1	Dynamical Systems and Control Laboratory	99
4.1.2	Department of Ocean Engineering	103
4.1.3	Applied Ocean Physics & Deep Submergence Lab	103
4.1.4	Center for AUV Research	103
4.1.5	Laboratoire de Développement des Technologies Nouvelles	105
4.1.6	Department of Electrical Engineering & Electronics	106
4.2	Réalisation du banc d'essais	106
4.2.1	Cahier des charges	107
4.2.2	Choix technologiques	109
4.2.3	Dimensionnement et étude approfondie	116
4.3	Mise au point du banc d'essais	121
4.3.1	Tests du banc d'essais	121
4.3.2	Etude harmonique des signaux du capteur de force	125
4.3.3	Discussion sur les choix réalisés	129
	Conclusions et perspectives	131
	Annexes	137
	A Paramètres de simulation	137
	B Profils de référence	139
	C Harmoniques mécaniques générées par les roulements	141

TABLE DES MATIÈRES	ix
D Matériel utilisé pour le banc d'essais	147
Bibliographie	151

Table des figures

1	Submersible télé-opéré Victor 6000 de l'Ifremer	1
2	Submersible télé-opéré commercial Mini MAX 2000	2
3	Le PAP-104 et le SPIV de la Marine nationale	3
4	Position du problème	4
1.1	Modèle simplifié du moteur électrique	11
1.2	Définition du pas de l'hélice	14
1.3	Exemple d'un abaque de K_T , K_Q et η en fonction de J	14
1.4	Ecoulement du fluide au travers de l'hélice	16
1.5	Principe du modèle en régime permanent	19
1.6	Principe du modèle du pseudo régime permanent	20
1.7	Principe du modèle dynamique du premier ordre	21
1.8	Principe du modèle de l'aile portante	21
1.9	Section d'une pale d'hélice	22
1.10	Mesures de $f_L(\beta)$ et $f_D(\beta)$ et première approximation de Fourier	24
1.11	Modélisation du conduit pour le flux rotationnel.	25
1.12	Evaluation des frottements	28
1.13	Comparaison des grandeurs de portance et de traînée utilisées	32
1.14	Poussée statique en fonction de la vitesse ambiante	34
1.15	Déplacement des turbulences avec des conditions initiales différentes	35
1.16	Poussée statique en fonction de la vitesse du flux axial	36
1.17	Approximation de la poussée statique par le polynôme de référence	37
1.18	Identification de la poussée statique à l'aide de fonctions polynomiales	39
1.19	Approximation de la poussée statique par un polynôme d'ordre 2	40
2.1	Principe de la commande FF	44
2.2	Principe de la commande MB	44
2.3	Principe de la commande FBV	46
2.4	Principe de la commande MBV	47
2.5	Principe de la commande MBV adaptative	47

2.6	Principe de la commande avec mesure de la poussée.	52
2.7	Commande FF : poussée en Newtons	55
2.8	Commande par modèle inverse : poussée en Newtons	56
2.9	Commande FBV : poussée en Newtons	57
2.10	Commande MBV : poussée en Newtons	58
3.1	Interaction entre les principales grandeurs physiques du propulseur . .	61
3.2	Principe d'estimation de Q , v_p et Ω à partir de Ω et I_m	62
3.3	Observation de Q par observateur de Luenberger - sans bruit	67
3.4	Observation de Q par observateur de Luenberger - avec bruit	68
3.5	Observation de Q par filtre de Kalman - $\sigma_Q = 3 \cdot 10^3 \text{ Nm}$	70
3.6	Observation de Q par filtre de Kalman - $\sigma_Q = 3 \cdot 10^4 \text{ Nm}$	71
3.7	Observation de Q par filtrage particulière - $\sigma_Q = 25 \text{ Nm}$	74
3.8	Observation de Q par filtrage particulière adaptatif	75
3.9	Principe de la méthode de la sécante	78
3.10	Non-convergence de la méthode de la sécante	79
3.11	Erreur d'estimation en fonction de la vitesse	80
3.12	Principe de l'estimation de v_p	81
3.13	Estimation de v_p	82
3.14	Estimation de la poussée	83
3.15	Commande MBV par deux techniques d'estimations	85
3.16	Commande MBV avec une erreur sur les paramètres	86
3.17	Commande en poussée par correcteur Passe-Bas	88
3.18	Commande en poussée par correcteur PI	90
3.19	Commande en poussée par correcteur IP	91
4.1	Premier banc d'essais du Dynamical Systems and Control Laboratory	100
4.2	Propulseur utilisé pour le premier banc d'essais du DSCL	100
4.3	Second banc d'essais du DSCL	101
4.4	Détails du propulseur	102
4.5	Principe du vélocimètre acoustique à effet Doppler	102
4.6	Capteur de force et principe de montage du propulseur du SQUID . .	103
4.7	Propulseur du sous-marin Jason et principe du banc de mesure . . .	104
4.8	Banc d'essais du Center for AUV Research	104
4.9	Structure déformable du LDTN pour mesurer la poussée	105
4.10	Vue de la structure de maintien du propulseur du LDTN	105
4.11	Propulseur réalisé par le DEEE	106
4.12	Propulseur THL 404-8 de la société Deap See Systems	110
4.13	Propulseur de 11 kW développé par Alstom.	110

4.14 Propulseur de 6 kW développé par l'université de Southampton. . . .	110
4.15 Vue transparente du propulseur	115
4.16 Puissance du moteur en fonction de son couple électromagnétique. . .	117
4.17 Ensemble variateur + moteur de marque Omron / Yaskawa	118
4.18 Rack transportable Autobox de dSPACE	119
4.19 Vue isométrique de la structure	120
4.20 Principe du tube de Pitot	121
4.21 Tube de Pitot réalisé par le laboratoire	122
4.22 Vue de la partie inférieure du banc d'essais	123
4.23 Mesure de la poussée à vide	124
4.24 Vue d'ensemble du banc d'essais	125
4.25 Réponse à un échelon de couple	126
4.26 Analyse de Fourier. Essai à vide.	127
4.27 Analyse de Fourier. Essai en charge.	128

Glossaire, notations et définitions

Glossaire

- α : Angle d'attaque des pales de l'hélice [rad]
 β : Angle d'incidence des pales de l'hélice [rad]
 $\Delta\beta$: Coefficient de flux [S.U.¹]
 $\eta, \eta_0, \eta_T, \eta_Q$: Rendements de l'hélice ou équivalent [S.U.]
 γ : Coefficient de masse ajoutée [S.U.]
 Γ_e : Couple électromagnétique de la machine électrique [Nm]
 λ_Q : Rapport entre le couple hydrodynamique Q et le carré de la vitesse de rotation de l'hélice Ω [Nm/(rad/s)²]
 λ_T : Rapport entre la force de poussée T et le carré de la vitesse de rotation de l'hélice Ω [N/(rad/s)²]
 $\lambda_{T/Q}$: Rapport entre la force de poussée T et le couple hydrodynamique Q [m⁻¹]
 ν : Viscosité cinématique de l'eau: $\nu = 1.2 \text{ pm}^2/\text{s}$ à 15 °C
 ω_i : Vitesse rotationnelle de l'eau dans la partie i du conduit [rad/s]
 Ω : Vitesse de rotation de l'hélice [rad/s]
 ϕ : Pas angulaire de l'hélice [rad]
 Φ_f : Flux inductif de la machine synchrone [Wb]
 Φ_r : Flux rotorique de la machine asynchrone [Wb]
 ρ : Densité de l'eau [kg/m³]
 σ_Ω : Ecart type du bruit blanc sur la mesure de Ω [rad/s]
 σ_c : Nombre de cavitation (voir paragraphe 1.3.1) [S.U.]
 σ_{I_m} : Ecart type du bruit blanc sur le signal de commande en courant [A]
 σ_Q : Ecart type de la probabilité de variation de Q [A]
 σ_{v_a} : Ecart type du bruit blanc de mesure de v_a [m/s]
 τ_i : Constante de temps électrique imposée au moteur [s]
 a : Surface du disque dans lequel s'inscrit l'hélice. Cette surface sera également confondue avec la section du conduit de l'hélice [m²]

1. Sans Unité

- C_{Dmax} : Valeur maximale de $f_D(\alpha)$ [S.U.]
- C_{Lmax} : Valeur maximale de $f_L(\alpha)$ [S.U.]
- d : Diamètre de l'hélice [m]
- D : Trainée des pales de l'hélice [N]
- F_r : Nombre de Froude [m/kg]
- $f_D(\alpha)$: Caractéristique de la trainée [S.U.]
- $f_L(\alpha)$: Caractéristique de la portance [S.U.]
- f_s : Frottements secs [Nm]
- f_v : Frottements visqueux [Nm/(rad/s)]
- g : Constante de gravité : $g \approx 9.8 \text{ m.s}^{-2}$
- i_d, i_q : Courants direct et quadratique des machines synchrones et asynchrones dans le plan de Park [A]
- I_m : Courant électrique contrôlant le couple moteur [A]
- J : Coefficient d'avance de l'hélice [S.U.]
- J_m : Inertie mécanique de la partie tournante du propulseur [$\text{kg} \cdot \text{m}^2$]
- K : Gain de Kalman [N.D. ²]
- K_∞ : Gain stationnaire de Kalman [N.D.]
- K_I : Gain de la fonction Intégrale des correcteurs de type PI [S.U.]
- K_P : Gain de la fonction Proportionnelle des correcteurs de type PI [S.U.]
- K_Q : Coefficient de couple de l'hélice [S.U.]
- K_m : Constante de couple moteur [Nm/A]
- K_T : Coefficient de poussée de l'hélice [S.U.]
- l : Longueur du conduit de l'hélice [m]
- L : Portance des pales de l'hélice [N]
- L_d : Gain de Luenberger [N.D.]
- $l_{\omega 1}$: Longueur des zones du conduit proches de l'hélice [m]
- $l_{\omega 2}$: Longueur des zones du conduit éloignées de l'hélice [m]
- L_r : Inductance rotorique de la machine asynchrone dans le plan de Park [H]
- M_{sr} : Mutuelle inductance entre le stator et le rotor de la machine asynchrone dans le plan de Park [H]
- n : Vitesse de rotation de l'hélice [tr/s]
- n_p : Nombre de paires de pôle [S.U.]
- p_a : Pression ambiante du fluide à la profondeur de l'hélice [Pa]
- p : Variable de Laplace [rad/s]

2. Unités Non Définies

Pas : Pas de l'hélice [m]

p_d : Pression du fluide juste en aval de l'hélice [Pa]

$P_{surface}$: Pression en surface du fluide. Typiquement 1013 hPa

p_u : Pression du fluide juste en amont de l'hélice [Pa]

p_v : Pression de vapeur du fluide [Pa]

Q : Couple hydrodynamique [Nm]

r : Rayon de l'hélice, $r = d/2$ [m]

Re : Nombre de Reynolds [S.U.]

T : Poussée du propulseur [N]

\vec{V} : Vecteur vitesse du fluide au centre de poussée de la pale.

$\|\vec{V}\|$: Norme du vecteur vitesse [m/s]

V_Ω : Bruit présent sur la mesure de Ω [rad/s]

v_a : Vitesse axiale ambiante du fluide, relative au véhicule = vitesse d'avance de l'hélice [m/s]

v_p : Vitesse axiale du fluide qui traverse le disque de l'hélice, relative au véhicule [m/s]

v_w : Vitesse axiale du fluide loin en aval de l'hélice, relativement au véhicule [m/s]

W_{I_m} : Bruit présent sur le signal de commande [A]

Notations

x : Valeur réelle de x

\hat{x} : Valeur estimée ou observée de x

\tilde{x} : Erreur entre la valeur réelle et la valeur estimée de x

\dot{x} : Dérivée temporelle de x

x_r : Consigne vers laquelle doit converger x

x^* : Valeur corrigée de x

Définitions

Angle d'attaque des pales de l'hélice : C'est l'angle entre la corde de la pale et le vecteur vitesse du fluide \vec{V} .

Angle d'incidence des pales de l'hélice : C'est l'angle entre le vecteur vitesse du fluide \vec{V} et l'axe de l'hélice.

Caractéristique de la portance : Cette caractéristique varie avec l'angle d'attaque α et permet de déterminer la portance L des pales.

Caractéristique de la traînée : Cette caractéristique varie avec l'angle d'attaque α et permet de déterminer la traînée D des pales.

Carénage : *Voir Conduit d'hélice*

Cavitation : Phénomène de vaporisation du liquide.

Coefficient de flux : Ce coefficient, théoriquement égale à 2, est lié au rapport de vitesse entre v_p et v_w .

Conduit d'hélice : Conduit de forme tubulaire qui entoure l'hélice. Ce conduit permet d'améliorer légèrement le rendement du propulseur.

Constante de couple moteur : C'est le rapport entre le couple électromagnétique du moteur et I_m .

Couple hydrodynamique : C'est le couple généré par le fluide sur les pales de l'hélice.

Frottements secs : Couple résistant de norme constante, dû aux frottements des éléments solides.

Frottements visqueux : Couple résistant proportionnel à la vitesse de rotation de l'hélice Ω , dû aux fluides mis en mouvement par le moteur, notamment l'huile et la graisse de lubrification. L'effet de l'eau sur les pales de l'hélice n'est pas pris en compte par ce paramètre.

Hélice carénée : Hélice entourée d'un carénage.

MCC : Machine à courant continu.

Moteur brushless : Moteur à courant continu sans balai. Il s'agit en réalité d'une machine synchrone à aimant permanent et à variation trapézoïdale de la force contre-électromotrice. Par abus de langage, toute machine synchrone à aimants permanents est appelée machine "brushless".

Pas angulaire de l'hélice : C'est l'angle entre la corde de l'hélice et la perpendiculaire à l'axe de l'hélice.

Pas de l'hélice : Distance théorique parcourue par une hélice de rendement unitaire. Cette valeur correspond également au pas théorique de la vis d'Archimède dont l'hélice est issue.

Portance des pales de l'hélice : C'est une force perpendiculaire au vecteur vitesse du fluide \vec{V} et contenue dans un plan perpendiculaire à la pale considérée, et qui a tendance à "aspérer" les pales.

Poussée du propulseur : C'est la force qu'exercent les pales de l'hélice sur le fluide.

Propulseur : Ensemble composé d'une machine électrique, d'une hélice, d'un arbre de transmission et du bâti qui supporte l'ensemble.

Trainée des pales de l'hélice : C'est une force de même direction et de même sens que le vecteur vitesse du fluide \vec{V} , et qui a tendance à ralentir la vitesse des pales.

Introduction

De plus en plus d'applications marines nécessitent un asservissement en position. Pour les applications de surface, il est possible de citer l'ancrage dynamique des plate-formes au large [Faÿ88] ou encore la stabilisation des navires militaires et de transport de personnes (porte-avions, paquebots, ferry,...) en roulis et parfois en tangage. Il faut noter que ces applications n'utilisent qu'un positionnement partiel : sur 3 à 5 axes pour les plate-formes et sur seulement 1 à 2 axes pour les navires. Dans le cas des navires, la stabilisation est généralement réalisée à l'aide de "pales" dynamiques (appelées "stabilisateurs"), situées horizontalement sur les côtés du navire, ou de plusieurs masses qui se déplacent à l'intérieur du navire. Les plate-formes utilisent plutôt des propulseurs électriques ou hydrauliques à hélice qui sont répartis autour de la structure.

Les applications sous-marines qui nécessitent un asservissement en position sont plus nombreuses et peuvent être classées en trois catégories [Whi00] :

- les applications commerciales,
- les applications scientifiques,
- les applications militaires.

Les applications commerciales concernent principalement l'exploitation des fonds marins et les télécommunications. Les robots sous-marins, généralement pilotés de-



FIG. 1 – *Submersible télé-opéré Victor 6000 de l'Ifremer*



FIG. 2 – *Submersible télé-opéré commercial Mini MAX 2000 de la société Deap Sea Systems*

puis la surface, permettent l'inspection des équipements immergés et, en cas de besoin, sont capables de faire des travaux de maintenance tels que de la découpe ou du soudage. Certains robots permettent également d'aider à la recherche de câbles de télécommunication posés sur les fonds, de les récupérer et d'en faire la dépose. Enfin, d'une façon plus générale les véhicules marins équipés d'un asservissement permettent la recherche et surtout la récupération d'objets très divers.

Parmi les applications scientifiques, nous pouvons noter le tracé de cartes géologiques des fonds marins, la mise en place d'expériences aquatiques ou encore l'exploration des grands fonds.

Enfin, les applications militaires sont actuellement orientées vers des applications proches des applications commerciales (surveillance, maintenance...) mais également vers des applications plus spécifiques telles que la recherche et la destruction de mines, des opérations de récupération, des missions de sauvetage ou plus simplement des missions de reconnaissance.

Plutôt que de parler de robot sous-marins, nous parlerons à présent de véhicules sous-marins. Ce terme est plus général et permet de désigner l'ensemble des engins submersibles, qu'ils soient habités ou non. On peut également étendre ce terme à l'ensemble des navires de surface et submersibles ; on parlera alors de véhicule marin ou plus simplement, dans le cadre de ce mémoire, de véhicule.

Certains véhicules utilisent des systèmes autre que le propulseur à hélice pour se déplacer (ballasts, masses stabilisatrices...). Mais afin de diminuer les temps de réaction, ces systèmes sont systématiquement complétés, voire remplacés, par des propulseurs à hélice lorsqu'un positionnement précis est nécessaire. La qualité du positionnement dépend alors de la qualité de contrôle du propulseur. Généralement le contrôle en position est effectué en faisant varier la force appliquée sur l'eau par les hélices. **On appelle cette force la poussée.** Afin d'améliorer la qualité du positionnement, il est donc important de pouvoir **contrôler très précisément la**



FIG. 3 – Deux submersibles télé-opérés d'aide au déminage de la Marine nationale. A gauche le PAP-104 et à droite le SPIV.

poussée générée par les propulseurs. En plus d'accroître la précision du positionnement, le contrôle de la poussée permet également une plus grande souplesse de la commande ainsi qu'une augmentation du rendement et une diminution du bruit.

Plusieurs laboratoires ont déjà travaillé sur ce sujet depuis le début des années 1990. Les principaux à y avoir contribué sont : le *Dynamical Systems and Control Laboratory* de la *Johns Hopkins University* (Etats-Unis), le *Applied Ocean Physics & Deep Submergence Lab* de la *Woods Hole Oceanographic Institution* (Etats-Unis), le *Center for Autonomous Underwater Vehicle (AUV) Research* de la *Naval Postgraduate School* (Etats-Unis), le *Marine Cybernetics Laboratory* (MCLab) de l'*Université Norvégienne de Science et de Technologie* (Norvège) et dans une moindre mesure le *Laboratoire de Développement des Technologies Nouvelles* de l'*Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs des Etudes et Techniques d'Armement* (ENSIETA) (France), le *Department of Ocean Engineering* de la *Florida Atlantic University* (Etats-Unis), le *Department of Information Engineering* de la *Research School of Information Sciences and Engineering* (Australie) et le *Department of Electrical Engineering & Electronics* de l'*University of Liverpool* (Royaume-Uni). Cette liste n'est pas exhaustive.

La situation géographique du site nazairien de l'IREENA³, ainsi que le contexte économique régional, sont particulièrement propices à une activité de recherche orientée vers le secteur naval. En effet, la métropole Nantes Saint-Nazaire est située le long de l'estuaire de la Loire et à proximité de L'Océan-Atlantique, avec 133 km de littoral, et en plein coeur d'un tissu industriel lié à la construction navale : outre les Chantiers de l'Atlantique, leader mondial de la construction de paquebots de croisière, la DCN Indret qui fabrique les appareils propulsifs des navires militaires

3. Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes Atlantique, anciennement GE44 (Pôle Atlantique en Génie Electrique)

français ou encore Alstom Leroux Navale, c'est 65 % des bateaux français qui sont construits en Pays-de-la-Loire. Grâce à sa spécialité en Génie Electrique, l'IREENA a ainsi pu prendre part à divers projets liés à la propulsion navale électrique, notamment en développant des machines et des systèmes de commande dédiés à la marine.

C'est début des années 2000 que l'IREENA a commencé à s'intéresser à la commande en poussée. Deux stages de DEA ont ainsi abordé le sujet en 2001 et 2002 [Mes01] [Bar02]. Le premier concernait la commande d'un propulseur à machine asynchrone et à hélice non carénée. Le second a permis de réaliser une synthèse et une simulation de plusieurs modèles et lois de commande de propulseurs carénés. Le but de ces deux stages de DEA était de bien mettre en évidence la problématique posée : à partir d'une consigne de poussée, un contrôleur fait varier le couple produit par le moteur électrique d'un propulseur afin que la force générée par l'hélice sur le fluide (l'eau) corresponde à la consigne donnée (voir figure 4). Pour déterminer correctement le couple à appliquer il est donc nécessaire de modéliser le propulseur et d'identifier ses paramètres. Il est alors possible de déterminer une loi de commande qui permette de contrôler le plus précisément possible la poussée générée par l'hélice.

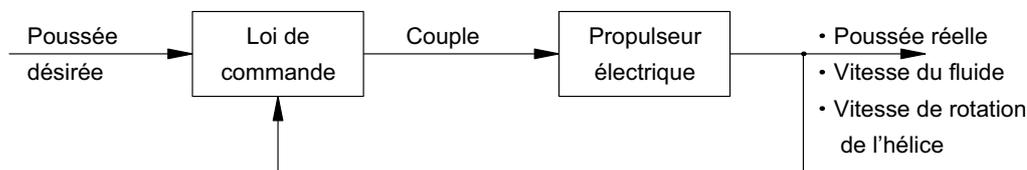


FIG. 4 – *Position du problème*

Grâce au soutien du Conseil Régional des Pays de la Loire, du Conseil Général de Loire Atlantique et la Communauté Urbaine de Nantes, des travaux plus conséquents sur la commande en poussée ont pu être entrepris. C'est dans le cadre de ces travaux que s'inscrit ce mémoire dont le but est de lancer l'activité "commande en poussée" au sein de l'IREENA, puis de l'étendre à un partenariat avec le Laboratoire de Mécanique des Fluides de l'Ecole Centrale de Nantes. Les objectifs sont les suivants :

- Compléter l'étude bibliographique déjà réalisée lors des deux stage de DEA précédents. Cette étude doit principalement porter sur la modélisation et les lois de commande pour la commande en poussée.
- Retenir, parmi les modèles et lois de commande proposés dans la littérature, ceux et celles sur lesquels on peut s'appuyer pour débiter les travaux de recherche.
- Commencer à développer nos propres lois de commande afin d'être un acteur

reconnu de la communauté s'intéressant à la commande en poussée. Comme cela a été vu précédemment, cette communauté n'est constituée que d'une dizaine de laboratoires, dont seuls quatre ou cinq ont montré une implication importante dans le domaine.

- Réaliser un banc d'essais qui permettra de valider les modèles et lois de commande trouvés dans la littérature, ainsi que les lois de commande développées par nos soins. Ce banc d'essais pourra également nous permettre d'affiner les modèles hydrodynamiques de l'hélice.

L'organisation de ce mémoire est la suivante :

Le chapitre 1 présente les différentes modélisations du processus, c'est à dire le modèle de la machine électrique et les modèles hydrodynamiques de l'hélice. Ce chapitre décrit entre autre un modèle couramment employé qui lie en régime permanent le couple du moteur à la poussée de l'hélice par une fonction linéaire, et un modèle plus fin qui applique le principe de la traînée et de la portance d'une aile d'avion aux pales de l'hélice.

Une présentation des principales lois de commande couramment utilisées dans la littérature est réalisée au chapitre 2. Ces lois sont directement issues des modèles du propulseur puisqu'elles sont basées sur le modèle inverse de tout ou partie de celui-ci. Les commandes adaptatives et l'identification en ligne sont également abordées.

Le chapitre 3 développe une nouvelle approche de la commande en poussée. Dans cette approche les lois de commande se basent sur une estimation des paramètres hydrodynamiques à partir de l'observation du couple de l'hélice. Ceci permet l'application de nombreuses lois de commande. Quelques commandes simples sont étudiées en détail.

La première partie du chapitre 4 donne des exemples de bancs d'essais et de capteurs de poussée réalisés dans les laboratoires cités plus haut. La deuxième partie présente le cahier des charges de notre banc d'essais ainsi que la réalisation et l'exploitation de ce dernier.

Afin de faciliter la lecture de ce mémoire, nous avons utilisé les conventions typographiques suivantes : certains paragraphes et certaines équations sont encadrés et grisés. Cela permet d'insister sur l'importance de ces paragraphes et équations. Pour un paragraphe, il s'agit la plupart du temps d'une synthèse de la section courante, tandis que pour une équation, il peut s'agir du résultat final d'un raisonnement ou tout simplement d'une équation qui sera souvent citée dans la suite du mémoire.

Chapitre 1

Modélisation du processus

Sommaire

1.1	Introduction à la modélisation	9
1.2	Modèle de la machine électrique	9
1.3	Modélisation hydrodynamique	12
1.3.1	Introduction aux hélices	13
1.3.2	Relation hydrodynamique de base	15
1.3.3	Modèle du Régime Permanent	18
1.3.4	Modèle du Pseudo Régime Permanent	19
1.3.5	Modèle dynamique du premier ordre	20
1.3.6	Modèle de l'aile portante	21
1.3.7	Modèle avec flux rotationnel	25
1.4	Méthodes d'identification des paramètres	26
1.4.1	Paramètres électromécaniques	26
1.4.2	Paramètres hydrodynamiques	29
1.5	Amélioration de la relation hydrodynamique de base . .	33
1.5.1	Validité de la relation hydrodynamique de base	33
1.5.2	Justification du modèle de la poussée statique	37
1.5.3	Résultats de l'identification de la poussée statique	38

1.1 Introduction à la modélisation

Pour contrôler un système quel qu'il soit, il est nécessaire de savoir comment réagit ce système en fonction des stimuli qu'il reçoit. Cependant, il n'est généralement pas nécessaire de connaître complètement un système pour le commander, car on peut souvent se contenter de la réponse aux stimuli auxquels on s'intéresse, ou de certaines réactions du système à ces stimuli. De plus, la plupart du temps il n'est pas non plus nécessaire d'avoir une connaissance approfondie de la façon dont le système réagit, notamment en décrivant et en mettant en équations tous les phénomènes physiques qui sont mis en oeuvre.

C'est là qu'intervient la modélisation d'un système. C'est à dire une description plus ou moins complète et plus ou moins précise des réactions du système face à un ou plusieurs stimuli. Une modélisation fine peut aussi parfois être complétée par une modélisation macroscopique afin de faciliter l'analyse du processus et de simplifier la réalisation de la commande, tel que le formalisme GIC (Graphe Informationnel Causal) [Hau99]. Comme le *modèle* a pour fonction de décrire le comportement du système, il peut prendre des formes très diverses : logique combinatoire, réseaux de Petri, équations différentielles, etc. Pour réguler des systèmes dont les grandeurs varient en fonction du temps, on utilise généralement des équations différentielles, parfois décrites à l'aide de la transformée de Laplace. Enfin, comme un modèle ne décrit qu'une partie des réactions d'un système, il est nécessaire de préciser les conditions dans lesquelles le modèle est valable, ainsi que les hypothèses qui ont permis de le simplifier.

Dans ce chapitre nous présentons les principaux modèles du propulseur, qui se compose de la machine électrique et de l'hélice. Des méthodes seront également décrites afin d'identifier les paramètres utilisés dans les différents modèles. Enfin, nous discuterons de la *relation hydrodynamique de base* qui permet de lier la vitesse axiale de l'eau à travers le disque de l'hélice à la poussée générée par celle-ci.

1.2 Modèle de la machine électrique

Les modèles hydrodynamiques étant complexes, nous allons tenter de conserver un modèle simple de la machine électrique afin de pouvoir mieux concentrer notre étude sur les phénomènes mécaniques et hydrodynamiques plutôt que sur les phénomènes électriques. Cela se justifie d'autant plus que les constantes de temps électriques sont très souvent négligeables devant les constantes de temps mécaniques et hydrodynamiques. Dans le cadre de la propulsion navale, on rencontre généralement les trois principaux types de machines électriques : les machines à courant

continu, les machines synchrones et les machines asynchrones. Notons que du fait de leur compacité et de leur haut rendement, ce sont généralement des machines synchrones à aimants permanents de quelques kW qui sont utilisées dans le cas plus particulier de la robotique sous-marine.

Pour ces trois types de moteur, il existe des contrôleurs tel que le couple électromécanique soit proportionnel à un courant électrique [Leo85]. Par exemple, si dans le plan de Park la composante directe i_d du courant d'une machine synchrone est maintenue à zéro et si le flux d'induction Φ_f est maintenu constant, alors le couple électromagnétique Γ_e de la machine vaut :

$$\Gamma_e = \Phi_f \cdot i_q \quad (1.1)$$

avec i_q la composante en quadrature du courant dans le plan de Park. De même, pour une machine asynchrone, si le flux rotorique Φ_r est maintenu constant, alors :

$$\Gamma_e = \underbrace{\left[n_p \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r \right]}_{\text{constant}} i_q \quad (1.2)$$

avec n_p le nombre de paires de pôles, M_{sr} la mutuelle inductance stator-rotor et L_r l'inductance rotorique. De plus il est possible de rendre i_d , i_q , Φ_f et Φ_r indépendants grâce à l'utilisation d'un algorithme de découplage. Des contrôleurs simples tels que des PI (Proportionnel-intégral) ou des IP (une variante du PI) sont alors suffisants pour contrôler les flux et les courants, et donc le couple.

Afin de généraliser le modèle électrique à l'ensemble des machine, on pose :

$$\Gamma_e = K_m \cdot I_m \quad (1.3)$$

avec I_m le courant électrique du moteur et K_m la constante de couple équivalente de la machine associée au courant électrique I_m . Dans le cadre de la commande du couple d'une machine électrique, ou plutôt du courant associé au couple, le système à réguler est du premier ordre. Pour le réglage du PI (ou de l'IP) on peut utiliser la méthode de compensation de pôles, qui est une méthode simple pour maîtriser la dynamique du processus à réguler [Åst97]. L'équation électrique équivalente du moteur en boucle fermée devient alors :

$$I_m = \frac{1}{\tau_i \cdot p + 1} I_{m_r} = \frac{\Gamma_e}{K_m}, \quad (1.4)$$

avec I_{m_r} la consigne de courant et τ_i la constante de temps imposée par le régulateur PI (ou IP). τ_i est choisie très faible afin de paraître négligeable devant les constantes

de temps mécaniques (de l'ordre de 10 à 100 ms) et hydrodynamiques (de l'ordre de 0,1 à 1 s). Dans cette étude la valeur choisie pour τ_i lors des simulations sera de 1 ms. Mais l'on pourra, la plupart du temps, supposer cette constante de temps négligeable, et on posera donc :

$$I_m = I_{m_r} \Leftrightarrow \Gamma_e = K_m \cdot I_m = K_m \cdot I_{m_r} \quad (1.5)$$

Cette simplification est très largement employée dans la littérature sur la commande en poussée. De plus, dans tous les cas on suppose que la régulation des flux et des courants est parfaite, c'est à dire que l'erreur statique de ces grandeurs est nulle.

A présent que l'on possède un couple électromagnétique de la forme $\Gamma_e = K_m \cdot I_{m_r}$, on peut ramener l'étude à celle d'une machine électrique à courant continu (MCC) commandée en courant, telle que représenté figure 1.1.

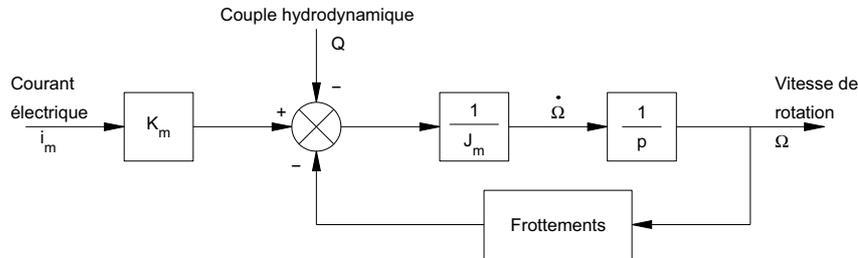


FIG. 1.1 – *Modèle simplifié du moteur électrique*

La modélisation la plus simple d'une MCC commandée en courant ne prend en compte que les frottements visqueux qui varient linéairement avec la vitesse [Hea95] [Leo01] [Whi99a] :

$$\dot{\Omega} = J_m^{-1}(K_m I_m - f_v \Omega - Q) \quad (1.6)$$

avec J_m l'inertie mécanique vue par le moteur, f_v le coefficient des frottements visqueux linéaires, Ω la vitesse de rotation du moteur et Q le couple hydrodynamique, qui est également le couple utile de la machine électrique. On remarquera que la liaison entre le moteur et l'hélice est supposée rigide. Pour plus de précision dans la simulation du modèle, notamment pour des vitesses de rotation faibles, il est possible d'ajouter les frottements secs [SA00] [Bac01] :

$$\dot{\Omega} = J_m^{-1}(K_m I_m - f_v \Omega - f_s \text{signe}(\Omega) - Q) \quad (1.7)$$

avec f_s les frottements secs. La fonction signe de Ω a cependant les inconvénients d'être discontinue et difficile à modéliser. Une solution est d'utiliser la fonction arc-tangente qui tend à $\pi/2$ près vers la fonction signe lorsque son argument varie très rapidement [Bac99a] [Bac99b] [Bac00]. On obtient ainsi une fonction qui varie

continûment avec la vitesse :

$$\dot{\Omega} = J_m^{-1}(K_m I_m - f_v \Omega - \frac{2}{\pi} f_s \arctg(20\Omega) - Q) \quad (1.8)$$

Il existe d'autres modèles plus précis des frottements [Ols98]. Mais l'apport de ces modèles dans le cadre de la commande en poussée est négligeable et, de plus, ils sont généralement plus difficiles à simuler à causes des discontinuités proches de zéro. Cependant, il se peut que les frottements réels soient fortement non-linéaires. Une solution simple pour compenser cette erreur consiste à utiliser la caractéristique des frottements en fonction de la vitesse de rotation et de tabuler cette caractéristique. Enfin, il est également à noter que, quel que soit le modèle, on néglige la variation des frottements en fonction de la température des paliers.

Résumé :

- La transmission mécanique est rigide.
- Le couple est proportionnel au courant : $\Gamma_e = K_m \cdot I_m$.
- La plupart du temps on posera $I_m = I_{m_r}$.
- Dans le cadre de la simulation, on pose $I_m = \frac{I_{m_r}}{\tau_i \cdot p+1}$, avec $\tau_i = 1$ ms.
- La variation des frottements avec la température des paliers est négligée.
- Les frottements se composent de frottements secs f_s de norme constante et de même signe que la vitesse de rotation et des frottements visqueux de coefficient f_v .
- Les frottements secs sont approximés par une fonction arc-tangente.
- Le modèle mécanique de la machine est finalement :

$$\dot{\Omega} = J_m^{-1}(K_m I_m - f_v \Omega - \frac{2}{\pi} f_s \arctg(20\Omega) - Q)$$

1.3 Modélisation hydrodynamique

La modélisation hydrodynamique n'est pas propre aux propulseurs électriques. Elle peut s'appliquer à tous les autres types de propulsion. L'association d'un modèle hydrodynamique fin à celui d'un moteur diesel permettrait ainsi, par exemple, d'améliorer les simulateurs d'entraînement pour les équipages de navires [Che04]. Cette étude va cependant se limiter à des modèles simples, c'est à dire qui ne prennent pas en compte l'ensemble des phénomènes hydrodynamiques, notamment ceux liés à la proximité de la surface et à la cavitation.

1.3.1 Introduction aux hélices

Pour caractériser les performances de leurs hélices marines, les constructeurs utilisent un certain nombre de paramètres [Car94] [Mes01]. Voici les principaux paramètres utilisés :

- *Le coefficient de poussée* : il s'agit d'un coefficient lié à la poussée T de l'hélice. Il est noté K_T :

$$K_T = \frac{T}{\rho n^2 d^4} \quad (1.9)$$

- *Le coefficient de couple* : il s'agit d'un coefficient lié à au couple hydrodynamique Q de l'hélice. Il est noté K_Q :

$$K_Q = \frac{Q}{\rho n^2 d^5} \quad (1.10)$$

- *Le rendement en eau libre* : c'est le rendement théorique de l'hélice en l'absence de perturbation du flux. Il est noté η_0 :

$$\eta_0 = \frac{T v_a}{2\pi n Q} \quad (1.11)$$

- *Le coefficient d'avance* : ce coefficient exprime la vitesse d'avance de l'hélice au travers du fluide par rapport à la vitesse de rotation de l'hélice. Il est noté J :

$$J = \frac{v_a}{n d} \quad (1.12)$$

- *Le nombre de Reynolds* : Ce nombre permet de caractériser les frottements exercés par le fluide sur la surface avec laquelle il est en contact. Il est noté Re . Si Re est inférieur à 2300, le fluide s'écoule de façon laminaire et de façon turbulente s'il est supérieur à 3000. Dans le cas des hélices, Re est de l'ordre de $2 \cdot 10^6$, ce qui correspond à un régime turbulent.

$$Re = \frac{n d^2}{\nu} \quad (1.13)$$

- *Le nombre de cavitation* : ce nombre sert de critère pour définir les conditions de cavitation des hélices [Car94]. Il est noté σ_c :

$$\sigma_c = \frac{2(p_a - p_v)}{\rho v_p^2} \quad (1.14)$$

- *La fraction de surface de pales* : il s'agit du rapport entre la surface totale des pales et la surface du disque dans lequel s'inscrit la pale. Il est noté A_e/A_0 .
- *Le pas et l'angle de calage l'hélice* : le pas de l'hélice est la distance théorique

que celle-ci aura parcourue lorsqu'elle aura effectué une rotation complète autour de son axe (voir figure 1.2). Il est souvent noté P dans la littérature. L'angle de calage, noté ϕ , est défini tel que : $P = 2\pi r \tan(\phi)$.

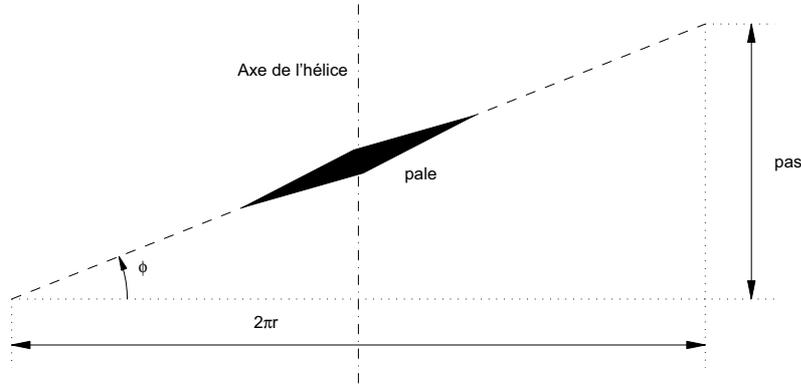


FIG. 1.2 – Définition du pas de l'hélice

- Le nombre de pales : il est noté Z .
- Le pas réduit : c'est le rapport entre le pas de l'hélice et son diamètre. Il est généralement noté P/D dans les documentations des fabricants d'hélices.

Les hélices sont ensuite décrites par des abaques (généralement K_T , K_Q et le rendement η_0 de l'hélice en fonction de J , voir figure 1.3) et sont classées par séries. Le tableau 1.1 présente les plages de validité des principales séries.

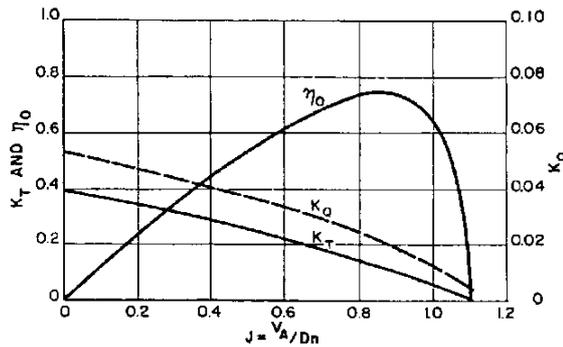


FIG. 1.3 – Exemple d'une abaque décrivant les paramètres K_T , K_Q et η d'une hélice en fonction du coefficient d'avance J

Il faut préciser qu'une hélice symétrique est plus simple à utiliser pour la commande en position qu'une hélice asymétrique qui a cependant l'avantage d'avoir un meilleur rendement dans le sens d'avance principale du véhicule. C'est pour cette raison que les robots sous-marins sont généralement équipés d'hélices symétriques, ce qui permet d'améliorer le contrôle dans toutes les directions.

TAB. 1.1 – *Plage de validité des principales séries d'hélices*

Nom de la série	Z	A_e/A_0	P/D	Caractérisation en régime cavitant
Wageningen type B	2 à 7	0,3 à 1,05	0,6 à 1,4	Non
AU	3	0,2 à 1,1	0,4 à 2,0	Non
Gawn	3	0,5 à 1,1	0,6 à 2,0	Non
KCA	3 et 5	0,75 à 1,20	1,00 à 1,45	Oui
Lindgen	3	0,5 à 1,0	1,05 à 2,08	Oui
Newton-Rader	4 à 7	0,4 à 0,758	0,5 à 1,2	Oui

Les paragraphes qui suivent présentent les principaux modèles utilisés pour les hélices. Le premier de ces modèles, appelé relation hydrodynamique de base, n'est en fait qu'une modélisation partielle de l'hélice et est généralement intégré à des modèles plus complets, d'où sa qualification de "base". Pour l'ensemble des modèles présentés, nous allons poser un certain nombre d'hypothèses.

Hypothèses générales sur les modèles :

- L'hélice est carénée, à pales fixes et symétrique.
- Le propulseur est en eau libre (pas d'effet de proximité) et suffisamment éloigné de la surface (pas de houle, ni de phénomènes liés à la proximité de la surface).
- Sauf indication contraire, le flux rotationnel généré par l'hélice est négligé.
- Les flux radiaux externes (courants marins transversaux) sont négligés.
- Il n'y a pas de cavitation.
- Il n'y a pas d'interaction entre le flux de l'hélice et le bâti du propulseur.
- Il n'y a pas d'interaction entre le flux de l'hélice et le véhicule.
- Il n'y a pas d'interaction entre les différents propulseurs du véhicule.
- La vitesse ambiante loin en amont de l'hélice est considérée égale à la vitesse relative du véhicule par rapport au milieu ambiant.

1.3.2 Relation hydrodynamique de base

Une théorie simple des hélices permet de considérer l'hélice comme un générateur d'impulsion parfait, communiquant une variation de pression δp à chaque particule qui traverse le cercle balayé par l'hélice (théorie de Rankine-Froude: 1889).

Le centre de l'hélice est supposé en translation uniforme. Dans un référentiel lié à cette translation, il est admis qu'il existe un tube de courant qui traverse le disque de section S de l'hélice. Loin en amont le tube est cylindrique, de section S_1 supérieure à S et la vitesse ambiante v_a du fluide est uniforme. Loin en aval le tube est cylindrique, de section S_2 inférieure à S , et la vitesse v_w dans le tube de courant

est également uniforme [Guy91]. Notons également que pour que ce tube de courant existe, il est nécessaire que v_a et v_w soient de même signe. Selon la figure 1.4, les lignes AMC et BND constituent les frontières du tube de courant. Si le fluide est considéré incompressible et non visqueux, que l'effet de la gravité est négligeable et que l'on ignore le flux rotationnel, il est alors possible d'appliquer le théorème de Bernoulli en amont et en aval de l'hélice [Whi99a].

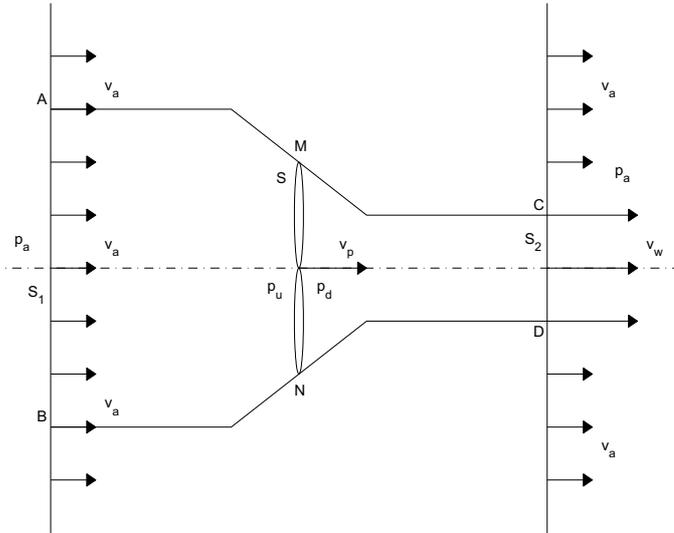


FIG. 1.4 – *Ecoulement du fluide au travers de l'hélice*

En amont, c'est à dire entre les sections S_1 et S , on obtient :

$$\frac{p_a}{\rho} + \frac{v_a^2}{2} = \frac{p_u}{\rho} + \frac{v_p^2}{2} \quad (1.15)$$

De même, en aval de l'hélice, c'est à dire entre les sections S et S_2 , on obtient :

$$\frac{p_d}{\rho} + \frac{v_p^2}{2} = \frac{p_a}{\rho} + \frac{v_w^2}{2} \quad (1.16)$$

A partir des équations (1.15) et (1.16), on en déduit :

$$(p_d - p_u) = \frac{\rho}{2}(v_w^2 - v_a^2) \quad (1.17)$$

Whitcomb et Yoerger font intervenir le Principe Fondamental de la Dynamique (PFD) pour écrire que la poussée est égale à la somme de la masse d'eau accélérée à l'intérieur du carénage et de la différence de pression entre l'amont et l'aval de l'hélice [Whi99a] :

$$T = \rho a l \gamma \dot{v}_p + a(p_d - p_u) \quad (1.18)$$

Le coefficient de masse ajoutée γ est déterminé expérimentalement. Il permet de

prendre en compte la masse d'eau externes au carénage et qui contribue également à la poussée. Cependant, les informations fournies par la littérature, ne montrent pas de façon évidente que la poussée et la différence de pression générée par l'hélice soient découplées. On pourrait tout aussi bien supposer que la poussée est égale à la différence de pression. Nous reviendrons sur ce point plus tard, et supposons que (1.18) est correcte. A partir de (1.17), cette équation devient :

$$T = \rho a l \gamma \dot{v}_p + \frac{1}{2} \rho a (v_w^2 - v_a^2) \quad (1.19)$$

Lorsque le volume contrôlé est grand, on peut alors écrire [Bla00] :

$$v_p = \frac{1}{2} (v_a + v_w) \quad (1.20)$$

D'où :

$$\boxed{T = \rho a l \gamma \dot{v}_p + 2 \rho a |v_p| (v_p - v_a)} \quad (1.21)$$

Cependant, si l'on s'en tient à la démonstration de (1.20) par Carlton [Car94], cette dernière n'est vraie que si v_a et v_w sont constantes, c'est à dire en régime permanent. Mais ce modèle a déjà été confronté à la pratique par Whitcomb et Yoerger avec de bon résultats [Whi99a]. On peut donc en déduire deux hypothèses différentes : soit le terme dynamique liant v_p à v_a et v_w est négligeable, soit la relation (1.18) est effectivement erronée, et le terme dynamique introduit dans cette relation permet de compenser celui négligé dans la relation (1.20). Ne possédant pas suffisamment d'informations à ce propos, nous nous réservons le droit de trancher entre ces deux hypothèses. Ainsi, hormis si cela est précisé, nous considérerons la relation (1.21) toujours vraie.

Dans le cas spécial où $v_a = 0$, nous pouvons ré-écrire (1.21) en fonction de la variable indépendante v_p :

$$T = \rho a l \gamma \dot{v}_p + 2 \rho a |v_p| v_p \quad (1.22)$$

En pratique il faut remplacer le gain de 2 par un coefficient expérimental $\Delta\beta$. Ce coefficient est appelé coefficient de flux et a une valeur théorique de 2 [Whi95] :

$$\boxed{T = \rho a l \gamma \dot{v}_p + \Delta\beta \rho a |v_p| v_p} \quad (1.23)$$

L'écart entre la valeur théorique du coefficient de flux $\Delta\beta$ et sa valeur réelle peut s'expliquer par le fait qu'un grand nombre d'hypothèses ont été posées. En particulier, le système est considéré idéal, c'est à dire sans perte. Or en pratique cela ne se vérifie jamais. Enfin notons que l'expérience a montré que $\Delta\beta$ est toujours compris

entre 0,2 et 2 [Hea95].

Résumé :

En posant les hypothèses suivantes :

- l'hélice est considérée comme un générateur parfait d'impulsion ;
- le centre de l'hélice est supposé en translation uniforme ;
- il existe un tube virtuel, passant par l'hélice, qui canalise le flux ;
- les vitesses loin en amont et en aval de l'hélice sont uniformes et de même signe ;
- le fluide est incompressible et non visqueux ;
- l'effet de la gravité est négligé ;
- le flux rotationnel dû à la rotation de l'hélice est ignoré ;
- les pertes par frottements sont négligées ;

la théorie du moment axial de Rankine-Froude permet d'écrire :

$$T = \rho a l \gamma \dot{v}_p + \Delta\beta \rho a |v_p| (v_p - v_a) ; 0.2 \leq \Delta\beta \leq 2$$

1.3.3 Modèle du Régime Permanent

Il a été montré à partir de la co-énergie cinématique et de la quantité de mouvement que la poussée d'une hélice en fonction de sa vitesse de rotation peut s'exprimer comme suit [New89] [Yoe90] :

$$T = \rho a r^2 \eta_T^2 \operatorname{tg}^2(\phi) \Omega |\Omega| \quad (1.24)$$

Cette fonction qui n'est **vraie qu'en régime permanent et lorsque la vitesse ambiante de l'eau est négligeable**, est très utilisée dans les commandes en poussée actuelles, surtout lorsque la précision en régime transitoire importe peu [SA00]. Il est possible de retrouver cette formule à partir de l'expression (1.23) et en posant $\dot{v}_p = 0$ (régime permanent) et v_p égale à :

$$v_p = \eta r \operatorname{tg}(\phi) \Omega \quad (1.25)$$

avec η un coefficient compris entre 0 et 1 et ϕ le pas angulaire de l'hélice. On obtient alors :

$$T = \underbrace{\rho a r^2 \eta^2 \Delta\beta \operatorname{tg}^2(\phi)}_{\lambda_T} \Omega |\Omega| \quad (1.26)$$

On remarque que le rendement η_T de l'équation (1.24) englobe également le coefficient de flux $\Delta\beta$.

Si l'on néglige les pertes, alors la loi de conservation de l'énergie permet d'exprimer le couple résistant de l'hélice en régime permanent [Whi99a] :

$$Q = \frac{T v_p}{\Omega} \quad (1.27)$$

Cette équation peut être utile pour estimer la poussée à partir de la mesure de la vitesse de rotation et du couple résistant. Ce dernier peut être approximé en mesurant le courant absorbé par le moteur et en négligeant les frottements. Il arrive aussi que le couple soit approximé par une fonction proportionnelle au carré de la vitesse [Leo01] :

$$Q = \underbrace{\rho a r^3 \eta^3 \text{tg}^3(\phi)}_{\lambda_Q} \Omega |\Omega| \quad (1.28)$$

Cette expression peut également être retrouvée à partir des équations (1.25) et (1.24) ou (1.26) en faisant abstraction du terme $\Delta\beta$. En pratique il en résulte des rendements différents pour chaque expression. La synthèse du modèle en régime permanent est présentée figure 1.5.

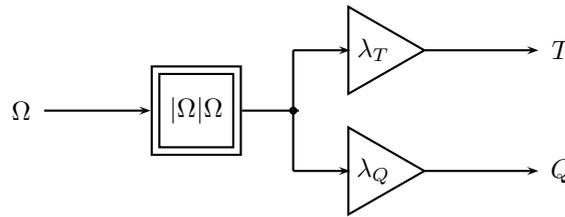


FIG. 1.5 – Principe du modèle en régime permanent

1.3.4 Modèle du Pseudo Régime Permanent

Comme le présente la figure 1.6, il est également possible de modéliser le propulseur à partir des équations (1.9), (1.10) et (1.12) et des coefficients $K_T(J)$ et $K_Q(J)$ [Bla00]. Fossen et Blanke qualifient ce modèle de Pseudo Régime Permanent (*Quasi-Steady Thrust and Torque*) [Fos00].

Or, comme on peut le voir sur la figure 1.3, ces deux coefficients ne sont pas constants. Pour simplifier le modèle, $K_T(J)$ et $K_Q(J)$ sont linéarisés en fonction du coefficient d'avance J :

$$\begin{cases} K_T \approx \alpha_1 J + \alpha_2 \\ K_Q \approx \beta_1 J + \beta_2 \end{cases} \quad (1.29)$$

α_1 , α_2 , β_1 et β_2 sont des coefficients sans unité obtenus expérimentalement. α_1 et β_1 sont négatifs et α_2 et β_2 sont positifs. Il est alors possible, à partir des équations (1.9) (1.10) et (1.12), de déterminer la poussée T et le couple hydrodynamique Q

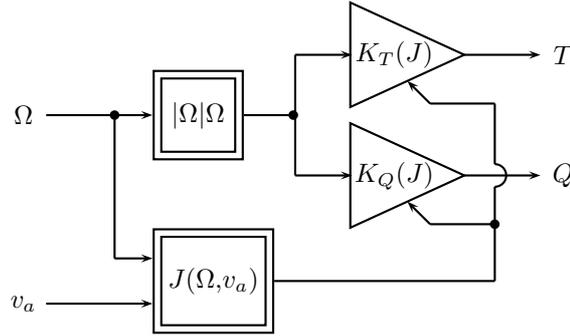


FIG. 1.6 – Principe du modèle du pseudo régime permanent

du propulseur :

$$\begin{cases} T = \alpha_2 \rho d^4 \Omega^2 + \alpha_1 \rho d^3 v_a \Omega \\ Q = \beta_2 \rho d^5 \Omega^2 + \beta_1 \rho d^4 v_a \Omega \end{cases} \quad (1.30)$$

Dans ces deux équations on peut aisément repérer un terme en ‘ Ω^2 ’, équivalent aux expressions (1.24) et (1.28), et un terme en ‘ $v_a \Omega$ ’, qui permet de prendre en compte l’influence de la vitesse ambiante de l’eau (c’est à dire les courants marins et la vitesse d’avance du véhicule). On peut également remarquer que la vitesse v_p étant proportionnelle à la vitesse de rotation Ω (équation (1.25)), on retrouve la même forme que l’expression (1.21) lorsqu’on est en régime permanent.

1.3.5 Modèle dynamique du premier ordre

La vitesse de rotation Ω de l’hélice ne pouvant varier instantanément, il peut être intéressant de faire apparaître un système du premier ordre avec Ω comme variable d’état et le couple hydrodynamique Q comme entrée du système. Dans un premier temps on applique directement l’équation (1.27) à l’équation (1.23). On obtient la relation suivante :

$$\dot{v}_p = \frac{\Omega}{\rho a l \gamma v_p} Q - \frac{\Delta \beta \rho a}{\rho a l \gamma} v_p |v_p| \quad (1.31)$$

En exprimant v_p en fonction de Ω (1.25), et en associant les équations (1.31) et (1.24), on obtient finalement le modèle du premier ordre suivant [Whi99a] :

$$\begin{cases} \dot{\Omega} = \frac{1}{\rho a l \gamma \eta_Q^2 r^2 \text{tg}^2(\phi)} Q - \frac{\Delta \beta \eta_Q r \text{tg}(\phi)}{\gamma l} \Omega |\Omega| \\ T = \rho a r^2 \eta_T^2 \text{tg}^2(\phi) \Omega |\Omega| \end{cases} \quad (1.32)$$

Le modèle est représenté figure 1.7. Les variables η_Q et η_T représentent le rendement de l’hélice. Bien qu’à priori ils devraient être identiques, dans les faits ils ont des valeurs différentes (voir les équations (1.48) et (1.49)).

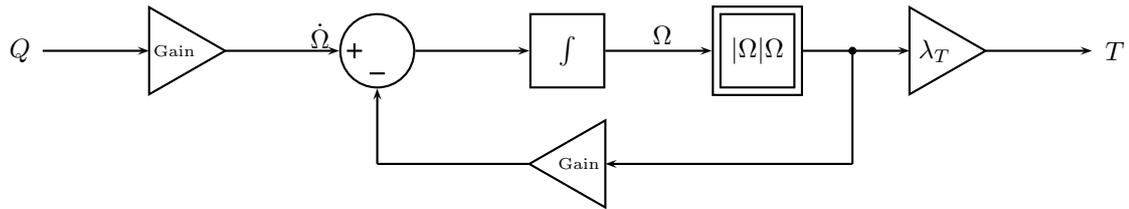


FIG. 1.7 – Principe du modèle dynamique du premier ordre

1.3.6 Modèle de l'aile portante

Afin de refléter encore un peu plus la réalité des phénomènes hydrodynamiques qui se déroulent au niveau de l'hélice, un certain nombre d'auteurs utilisent le modèle de l'aile portante, également appelé modèle quatre quadrants [Bla00]. Dans ce modèle les pales de l'hélice sont assimilées à une aile d'avion que l'on aurait plongée dans l'eau. Lorsque l'hélice tourne, il s'exerce sur chaque pale, tout comme sur une aile d'avion, une force de traînée et une force de portance [Bar02], [Bac99b]. Pour simplifier, on ramène généralement les forces exercées sur l'ensemble des pales à une seule pale. Notons également que la portance et la traînée sont perpendiculaires entre elles (figure 1.9). Les normes de ces deux forces sont liées à la vitesse instantanée de l'eau au niveau du centre de poussée de la pale et à l'angle d'attaque de cette dernière par rapport à l'eau. Le principe du modèle de l'aile portante est représenté par la figure 1.8 sous forme d'un schéma bloc. La partie inférieure de ce schéma, en pointillés, fait apparaître une relation entre v_p , v_a et T . Cette relation est nécessaire au modèle de l'aile portante, mais elle n'est pas unique. En effet, toute relation qui permet de déterminer v_p à partir des autres grandeurs est susceptible de convenir. Cependant, la relation généralement employée est la relation hydrodynamique de base.

On suppose que le centre de poussée de la pale se situe à 70% de son rayon. On en déduit alors à partir de Ω et v_p la vitesse instantanée, l'angle

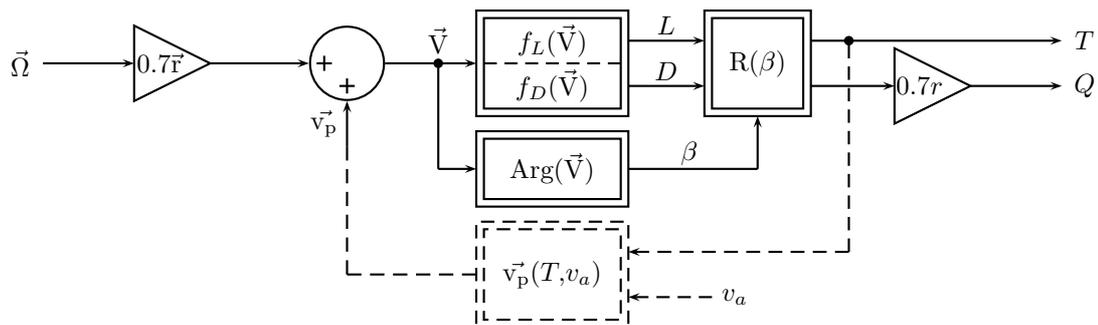


FIG. 1.8 – Principe du modèle de l'aile portante

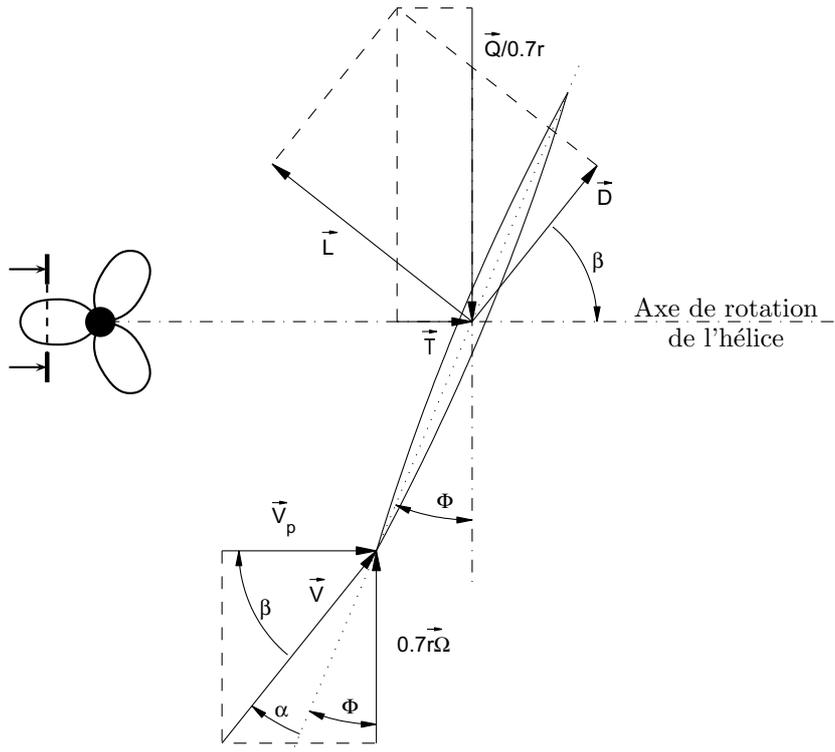


FIG. 1.9 – Section d'une pale d'hélice avec représentation des forces et des vitesses.

d'incidence ainsi que l'angle d'attaque de l'eau par rapport à l'hélice [Bac99a] :

$$\|\vec{V}\|^2 = (0.7r \Omega)^2 + v_p^2$$

$$\beta = \begin{cases} 0 & \text{si } \Omega = 0 \\ \pi/2 & \text{si } v_p = 0 \text{ et } \Omega > 0 \\ -\pi/2 & \text{si } v_p = 0 \text{ et } \Omega < 0 \\ \arctg(0.7r \Omega/v_p) & \text{si } v_p > 0 \\ \arctg(0.7r \Omega/v_p) + \pi & \text{si } v_p < 0 \end{cases} \quad (1.33)$$

$$\alpha = \phi + \beta - \frac{\pi}{2}$$

v_p est généralement déterminée grâce au modèle hydrodynamique de base décrit par (1.23). Sous Matlab, β peut être calculé à l'aide de la fonction $\text{atan2}(0.7r \Omega, v_p)$.

Soit $f_L(\alpha)$ et $f_D(\alpha)$ les caractéristiques de portance et de traînée. Ces caractéristiques sont des coefficients sans dimension qui dépendent de l'angle d'attaque α de la pale. La théorie des ailes portantes permet alors d'écrire [Hea95] :

$$L = \frac{1}{2} \rho a \|\vec{V}\|^2 f_L(\alpha) \quad (1.34)$$

$$D = \frac{1}{2} \rho a \|\vec{V}\|^2 f_D(\alpha) \quad (1.35)$$

On en déduit alors d'après la figure 1.9 :

$$T = \frac{1}{2}\rho a \|\vec{V}\|^2 (\sin \beta f_L(\alpha) - \cos \beta f_D(\alpha)) \quad (1.36)$$

$$Q = \frac{0.7r}{2}\rho a \|\vec{V}\|^2 (\cos \beta f_L(\alpha) + \sin \beta f_D(\alpha)) \quad (1.37)$$

La principale difficulté de ce modèle est la détermination de $f_L(\alpha)$ et $f_D(\alpha)$. La méthode la plus simple est d'utiliser la première approximation de Fourier [Bac99b] :

$$f_L(\alpha) = C_{Lmax} \sin(2\alpha) \quad (1.38)$$

$$f_D(\alpha) = C_{Dmax}(1 - \cos(2\alpha)) \quad (1.39)$$

Cependant, comme le montre la figure 1.10, cette approximation peut dans certains cas être assez éloignée de la réalité. Une autre méthode consiste donc à déterminer expérimentalement les caractéristiques de portance et de traînée, de les intégrer dans des tables de conversion, puis de faire une interpolation linéaire entre les points mesurés [Bac00]. Cette méthode donne de meilleurs résultats et peut s'appliquer aux hélices asymétriques. Mais elle nécessite une étude systématique des hélices avant de pouvoir en faire la simulation et la commande. Une identification en temps-réel des paramètres de l'hélice permettrait de se passer de la phase d'identification et aurait en plus l'avantage d'ajuster les paramètres avec le vieillissement de l'hélice [Bac99b]. Un tel système a été développé par Bachmayer et Whitcomb [Bac03]. Leur méthode est détaillée au paragraphe 1.4.

Il est aussi possible d'écrire le modèle sous forme d'un modèle d'état [Bac01] :

$$\boxed{M\dot{x} = -F(x) + bu + G(x)} \quad (1.40)$$

avec :

$$x = \begin{bmatrix} v_p \\ \Omega \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ K_m \end{bmatrix} \quad u = I_m$$

$$F(x) = \begin{bmatrix} \Delta\beta\rho a |v_p|(v_p - v_a) \\ f_v \Omega + f_s \text{signe}(\Omega) \end{bmatrix}$$

$$G(x) = \frac{1}{2}\rho a \|\vec{V}\|^2 \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 0.7r \end{pmatrix} R(-\beta) \begin{bmatrix} f_D(\alpha) \\ f_L(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$M = \begin{pmatrix} \rho a l \gamma & 0 \\ 0 & J_m \end{pmatrix} \quad R(\beta) = \begin{pmatrix} \cos \beta & \sin \beta \\ -\sin \beta & \cos \beta \end{pmatrix}$$

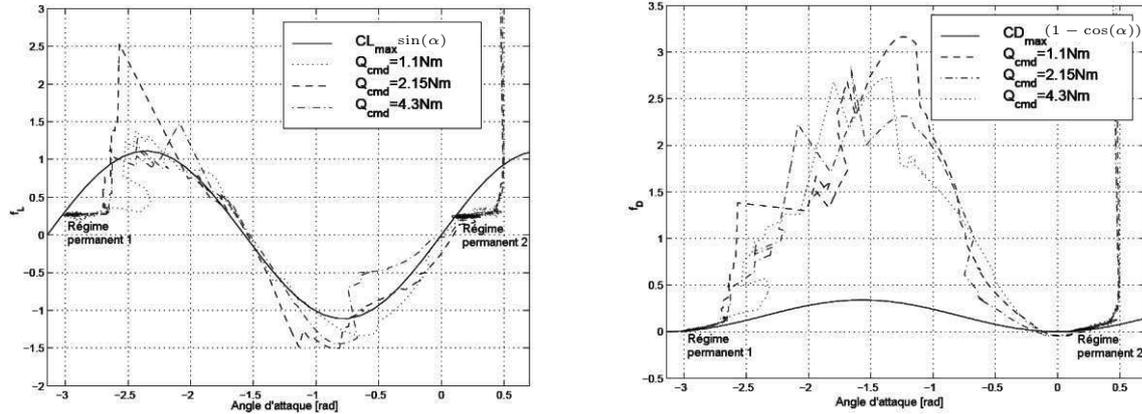


FIG. 1.10 – Mesures de f_L et f_D en fonction de l'angle d'attaque et première approximation de Fourier

Résumé :

- Les pales des hélices sont assimilés à des ailes d'avion.
- Afin de simplifier le modèle, la force générée par l'ensemble des pales est ramenée à une seule pale.
- Les calculs s'effectuent au niveau du centre de poussée de la pale. On suppose que le centre de poussée se situe à 70 % du rayon de la pale, à partir du centre de l'hélice.
- Soit α et β les angles d'attaque et d'incidence tels que :

$$\beta = \text{atan2}(0.7r\Omega, v_p)$$

$$\alpha = \phi + \beta - \frac{\pi}{2}$$

- Soit $f_L(\alpha)$ et $f_D(\alpha)$ les caractéristiques de portance et de traînée de la pale en fonction de l'angle d'attaque. Ces fonctions permettent de déterminer la portance et la traînée de la pale :

$$L = \frac{1}{2}\rho a \|\vec{V}\|^2 f_L(\alpha)$$

$$D = \frac{1}{2}\rho a \|\vec{V}\|^2 f_D(\alpha)$$

- Par une projection dans le repère approprié on en déduit alors la poussée et le couple hydrodynamique de la pale (et donc de l'hélice) :

$$T = \frac{1}{2}\rho a \|\vec{V}\|^2 (\sin \beta f_L(\alpha) - \cos \beta f_D(\alpha))$$

$$Q = \frac{0.7r}{2}\rho a \|\vec{V}\|^2 (\cos \beta f_L(\alpha) + \sin \beta f_D(\alpha))$$

- En fonction de la précision souhaitée, il y a plusieurs façons d'identifier $f_L(\alpha)$ et $f_D(\alpha)$. La première, c'est à dire la moins précise, est d'effectuer la première approximation de Fourier (voir équation (1.39)). La seconde est d'effectuer une analyse de Fourier jusqu'à un ordre élevé, au delà de 50. Enfin la dernière, et la plus précise, est de tabuler les valeurs de f_L et f_D en fonction de α .

1.3.7 Modèle avec flux rotationnel

Afin d'en mesurer l'influence, Bachmayer *et al* ont développé un modèle hydrodynamique avec flux rotationnel [Bac99b]. L'hélice est modélisée par un disque, et le conduit est séparé en **quatre volumes distincts**, notés de 0 à 3 (figure 1.11). On suppose de plus que **les vitesses axiale et rotationnelle de l'eau sont uniformes dans chaque volume**. Deux cas sont alors considérés en fonction du signe de v_p .

Pour $v_p \geq 0$:

$$\begin{aligned}\dot{\omega}_0 &= -\frac{2}{l_{\omega 2}} K_2 \omega_0 v_p \\ \dot{\omega}_1 &= \frac{2}{l_{\omega 1}} K_2 (\omega_0 - \omega_1) v_p \\ \dot{\omega}_2 &= \frac{2}{l_{\omega 1}} K_2 (\omega_1 - \omega_2) v_p + \frac{2}{\frac{1}{3} \rho a r^2 l_{\omega 1}} Q \\ \dot{\omega}_3 &= \frac{2}{l_{\omega 2}} K_2 (\omega_2 - \omega_3) v_p\end{aligned}\tag{1.41}$$

Pour $v_p < 0$:

$$\begin{aligned}\dot{\omega}_0 &= \frac{2}{l_{\omega 2}} K_2 (\omega_0 - \omega_1) v_p \\ \dot{\omega}_1 &= \frac{2}{l_{\omega 1}} K_2 (\omega_1 - \omega_2) v_p + \frac{2}{\frac{1}{3} \rho a r^2 l_{\omega 1}} Q \\ \dot{\omega}_2 &= \frac{2}{l_{\omega 1}} K_2 (\omega_2 - \omega_3) v_p \\ \dot{\omega}_3 &= \frac{2}{l_{\omega 2}} K_2 \omega_3 v_p\end{aligned}\tag{1.42}$$

K_2 est un coefficient de forme qui doit être évalué expérimentalement.

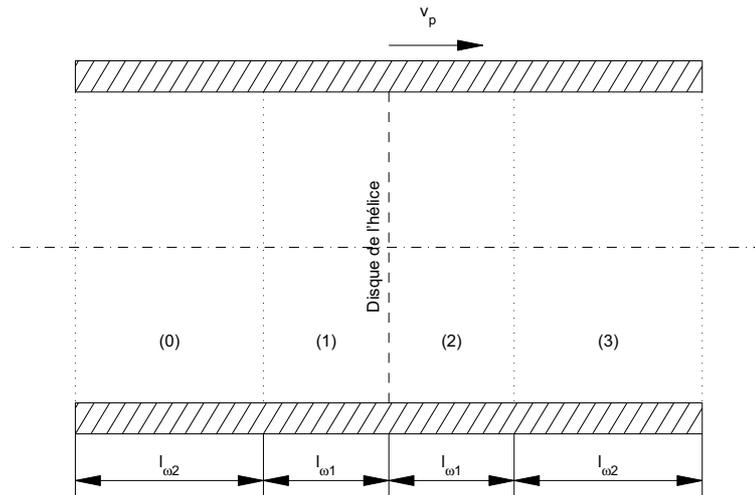


FIG. 1.11 – Modélisation du conduit pour le flux rotationnel.

Le calcul de l'angle d'attaque doit également être modifié afin de tenir compte

des vitesses rotationnelles [Bac00] :

$$\begin{aligned}\beta &= \operatorname{atan2}\left(0.7r\left(\Omega - \frac{1}{2}(\omega_1 - \omega_2)\right), v_p\right) \\ \alpha &= \phi + \beta - \frac{\pi}{2}\end{aligned}\tag{1.43}$$

Cependant, des simulations confirmées par des essais expérimentaux ont montré que le modèle du flux rotationnel ne permettait pas d'améliorer significativement le modèle initial. Dans certains cas, le modèle du flux rotationnel peut même détériorer le modèle de l'aile portante. Finalement, le flux rotationnel peut être négligé dans la modélisation du propulseur.

1.4 Méthodes d'identification des paramètres

Une fois que l'on possède un modèle qui répond aux exigences de la commande, c'est à dire qui soit un compromis judicieux entre simplicité et précision, la phase suivante est l'identification des paramètres du modèle. Certains de ces paramètres, notamment les paramètres géométriques tels que r , ϕ et a peuvent soit être obtenus auprès du constructeur de l'hélice, soit être mesurés directement. La densité ρ de l'eau ne nécessite généralement pas d'identification. Il existe en effet un certain nombre d'abaques qui donnent sa valeur en fonction de la température et de la salinité de l'eau. Cependant, il se peut que la salinité ou la température varient au cours de l'utilisation du véhicule. Une mesure en continu de la densité est alors préférable. Cela se fait à l'aide d'un densimètre.

Pour les autres caractéristiques liées au moteur et à l'hélice, seule une identification à l'aide d'essais statiques et dynamiques du propulseur permet de connaître la valeur des paramètres. Dans les méthodes d'identification qui suivent, l'hélice est supposée symétrique. Si une hélice asymétrique, est utilisée, il suffit généralement d'utiliser deux jeux de paramètres, en fonction du sens de rotation de l'hélice.

1.4.1 Paramètres électromécaniques

Ces paramètres sont liées aux caractéristiques du moteur, à la chaîne de transmission mécanique entre le moteur et l'hélice, et à l'inertie propre de l'hélice. On suppose que l'ensemble variateur - moteur électrique permet d'obtenir une relation linéaire entre le courant de consigne et le couple électromagnétique (voir section 1.2, page 9). Il reste donc trois paramètres à identifier : la constante de couple, les frottements et l'inertie totale vue par le moteur.

1.4.1.1 Constante de couple K_m

Lors de l'utilisation d'un variateur spécifique à un moteur, la constante de couple K_m est directement implémentée dans le variateur. C'est donc une consigne en couple et non en courant qui est donnée au variateur. Dans ce cas il suffit de prendre $K_m = 1$ et de remplacer I_{mr} par Γ_{er}

Si le variateur est générique, soit le courant électrique est directement donné en consigne, soit le variateur est paramétré de façon à avoir une consigne égale au couple. Dans les deux cas il est nécessaire de connaître la valeur de K_m . Très souvent, il est possible de trouver cette valeur grâce à la documentation du constructeur. Si le moteur est à inducteur bobiné, il faut également connaître la valeur du flux d'excitation, et s'assurer qu'il est constant. De même, pour une machine asynchrone il faut connaître la valeur du flux rotorique, et s'assurer qu'il est constant.

Dernier cas : si les données constructeurs sont insuffisantes. Il faut alors donner une consigne de courant et mesurer le couple. On peut mesurer le couple de deux façons. La première est d'équiper le moteur d'un couplemètre et de faire tourner le moteur avec une charge quelconque. Mais cette solution à l'inconvénient d'être onéreuse et difficile à mettre en œuvre. La seconde solution consiste à fixer sur l'arbre moteur un levier de longueur connue, et à fixer un poids au bout de ce levier. On augmente alors très lentement la valeur du courant de consigne jusqu'à ce que le levier dépasse l'horizontale. Si le levier fait une longueur l , le poids une masse m et que l'on néglige la masse du levier, alors la constante de couple vaut : $K_m = l m g / I_m$, avec I_m le courant de consigne et g la constante de gravité. Cette méthode est plus simple que la première, mais elle est également moins précise.

1.4.1.2 Frottements

Pour mesurer les frottements, on fait les hypothèses suivantes :

- Les paliers sont à l'équilibre thermique. C'est à dire qu'il sont "chauds" et que leur température ne varie plus.
- Les frottements de l'hélice dans l'air sont négligeables. On peut le vérifier en faisant des essais avec et sans hélice.

On fait alors varier le courant par pas, puis, lorsque le régime permanent est atteint, on fait une mesure de la vitesse. On obtient alors un tracé tel que celui de la figure 1.12. On peut alors soit utiliser les points de fonctionnement trouvés et faire une interpolation entre eux, soit approximer la fonction trouvée par une droite affine afin d'identifier les coefficients f_s et f_v définis au 1.2 (voir figure 1.12b). La première méthode, de par sa précision, est adaptée à la simulation fine du propulseur et à l'identification d'autres paramètres. La seconde méthode, de par sa simplicité est

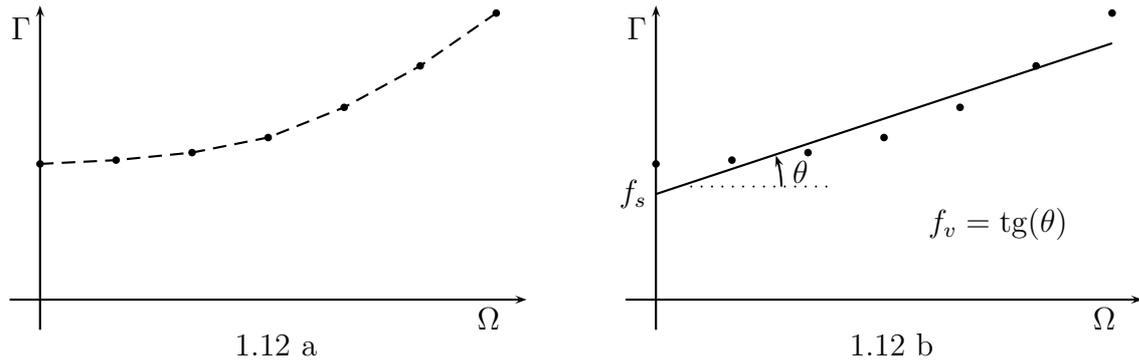


FIG. 1.12 – *Evaluation des frottements, a) : par interpolation, b) : par identification à une droite affine.*

plus adaptée à la commande ou à la simulation “rapide” du propulseur.

1.4.1.3 Inertie mécanique J_m

L’identification de l’inertie mécanique J_m ramenée à l’arbre moteur se fait à l’aide d’un essai dynamique à vide (c’est à dire avec l’hélice hors de l’eau). On réalise un échelon de couple, et on observe l’évolution temporelle de la vitesse. Si on néglige les frottements secs f_s , alors l’équation (1.7) est une équation linéaire du premier ordre dont la constante de temps vaut J_m/f_v . La constante de temps est, pour un système du premier ordre, le temps au bout duquel un processus a atteint 63% de sa valeur finale. En mesurant ce temps τ_m , il est alors facile de déterminer J_m :

$$J_m = \tau_m \cdot f_v \quad (1.44)$$

Le problème avec cette méthode, c’est que les frottements ne sont parfois qu’assez grossièrement approximés. Si l’on souhaite obtenir une meilleure précision, on pourra effectuer l’essai précédent sur un intervalle de vitesse pour lequel la variation des frottements Δ_f est proportionnelle à la variation de vitesse Δ_Ω . En posant :

$$f'_v = \frac{\Delta_f}{\Delta_\Omega} \quad (1.45)$$

il suffit alors de remplacer f_v par f'_v dans l’équation (1.45) pour déterminer J_m .

Il existe enfin une dernière méthode, plus précise mais aussi beaucoup plus compliquée. On commence par faire un essai dynamique quelconque à vide. Connaissant la valeur des frottements en fonction de la vitesse de rotation, on identifie alors l’inertie à l’aide, par exemple, de la méthode des moindres carrés. Cette méthode est surtout pratique si l’on ne trouve pas de zone de fonctionnement avec une variation des frottements proportionnelle à la variation de la vitesse.

1.4.2 Paramètres hydrodynamiques

1.4.2.1 Modèles en régime permanent et du premier ordre

a) Constantes de couple et de poussée

D'après les équations (1.26) et (1.28), en régime permanent la poussée et le couple hydrodynamique peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$T = \lambda_T \Omega |\Omega| \quad (1.46)$$

$$Q = \lambda_Q \Omega |\Omega| \quad (1.47)$$

Pour obtenir λ_T et λ_Q , on commence par faire une série d'essais en régime permanent pour plusieurs valeurs de Ω . Précisons que pour ces essais le moteur doit être en charge (c'est à dire que l'hélice doit être dans l'eau). Il faut également s'assurer que l'hélice se trouve suffisamment loin des parois du bassin d'essais et de la surface. Il reste alors à identifier λ_T et λ_Q par la méthode des moindres carrés [SA00] [Whi99a]. La mesure de T doit obligatoirement s'effectuer à l'aide d'un capteur de force, alors que Q peut être mesuré avec un couplemètre, être reconstruit à partir du courant électrique et de la vitesse du moteur, ou alors être approximé au couple hydrodynamique si la précision désirée est faible. Il est alors possible de déduire un rapport T/Q constant noté $\lambda_{T/Q}$ tel que $T = \lambda_{T/Q} \cdot Q$.

Si le modèle utilisé est du premier ordre, alors un essai dynamique suivi d'une identification sont nécessaires en plus des essais précédents pour déterminer la valeur de $\{\rho a l \gamma \eta_Q^2 r^2 \text{tg}(\phi)\}$.

c) Coefficients correctifs

$\Delta\beta$ et γ sont deux coefficients qui permettent de compenser des imperfections des modèles par rapport à la réalité. L'évaluation de ces deux coefficients ne peut se faire qu'à partir de l'équation (1.23) et d'une méthode d'identification multi-paramètres.

b) Rendements

Le système d'équations (1.32) fait apparaître deux rendements. Il est possible de calculer ces rendements en posant $\dot{\Omega} = 0$. La différence entre ces rendements provient entre autre de l'inclusion ou non du coefficient de flux $\Delta\beta$ dans ceux-ci :

$$\eta_T = \left(\frac{\lambda_T}{\rho a r^2 \text{tg}^2(\phi)} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1.48)$$

$$\eta_Q = \left(\frac{\lambda_Q}{\Delta\beta \rho a r^3 \text{tg}^3(\phi)} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (1.49)$$

1.4.2.2 Modèle du pseudo régime permanent

Le modèle du pseudo régime permanent est basé sur les caractéristiques de K_T et K_Q en fonction du coefficient d'avance J . Ces données sont très souvent fournies par les manufacturiers d'hélices sous forme d'abaques. Néanmoins, Si l'on souhaite vérifier ces caractéristiques ou si elles ne sont pas fournies par le constructeur, il est possible de les mesurer.

Pour ce faire, on fait varier J en jouant sur Ω et/ou v_a , et on récupère les valeurs du couple et de la poussée. On notera au passage que v_a doit être non-nulle, car sinon J est constamment nul, quelle que soit la valeur de Ω (voir équation (1.12)). Cela implique donc de pouvoir mettre l'eau ambiante en mouvement. On distinguera deux méthodes : la méthode "passive" utilise la poussée de l'hélice (fixe par rapport au bassin d'essais) pour mettre l'eau en mouvement dans un circuit fermé, par exemple un bassin de forme circulaire. On notera tout de même que cette méthode n'offre qu'un seul degré de liberté, et que la vitesse de l'eau est limitée par la puissance du propulseur et les frottements de l'eau dans le circuit de circulation. La méthode "active" utilise une seconde source d'énergie pour mettre l'eau en mouvement par rapport à l'hélice. Si l'on dispose d'un circuit fermé, on peut équiper ce circuit d'un ou plusieurs propulseurs additionnels dont le seul but sera de mettre l'eau en mouvement. Si au contraire on ne dispose que d'un bassin sans circulation d'eau possible, on peut alors équiper le dit bassin de pompes qui vont aspirer l'eau en aval de l'hélice et la refouler en amont. La dernière méthode, plus adaptée aux bassins de carène, est de déplacer l'hélice plutôt que l'eau. Mais cela demande des moyens assez importants.

Enfin, comme présenté au paragraphe 1.3.4, il est parfois plus pratique de paramétrer K_T et K_Q plutôt que d'utiliser des abaques. Le plus simple est de les identifier à une fonction affine. Le but principal étant, au final, d'alléger la mémoire du système de commande, ainsi que le temps de calcul nécessaire pour obtenir la valeur des deux paramètres.

1.4.2.3 Modèle de l'aile portante

a) Identification hors-ligne

Si le modèle de l'aile portante est utilisé, C_{Lmax} et C_{Dmax} sont identifiés à partir des équations (1.33) à (1.39) et en réalisant des essais dynamiques [Hea95]. Le but de ces essais est de faire varier l'angle d'attaque de l'hélice par rapport à l'eau, car en régime permanent cet angle est quasiment constant. L'identification peut alors être effectuée. Cependant les résultats de simulations sont plus justes en utilisant directement la valeur de la traînée et de la portance de l'hélice en fonction de l'angle

d'attaque plutôt que les fonctions trigonométriques approximées.

Les fonctions $f_L(\alpha)$ et $f_D(\alpha)$ sont déterminées en ré-écrivant les équations (1.36) et (1.37) [Bac00] :

$$\boxed{\begin{bmatrix} f_D(\alpha) \\ f_L(\alpha) \end{bmatrix}} = \frac{1}{\frac{1}{2}\rho a \|\vec{V}\|^2} \begin{pmatrix} -\cos \beta & \frac{\sin \beta}{0.7r} \\ \sin \beta & \frac{\cos \beta}{0.7r} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} T \\ Q \end{bmatrix} \quad (1.50)$$

Cependant deux problèmes se posent : premièrement, si la mesure de T est relativement facile en laboratoire, celle de Q est plus compliquée à cause des frottements mécaniques. Deuxièmement, le calcul de α et β nécessite la mesure de v_p . Or il n'est pas possible de mesurer v_p dans le plan exact de l'hélice.

Pour le premier problème, le couple hydrodynamique Q peut finalement être reconstruit à partir de la mesure du courant et du modèle du moteur (voir le paragraphe 1.2 pour la modélisation du moteur). Pour le second problème, v_p peut être reconstruit à partir de la mesure de la poussée et de l'équation différentielle (1.22). α et β peuvent alors être calculés en tenant compte des équations (1.41) à (1.43) du modèle de l'hélice avec flux rotationnel.

b) Identification en temps réel

Bachmayer et Whitcomb [Bac03] ont également mis au point un système d'identification en temps réel des fonctions $f_L(\alpha)$ et $f_D(\alpha)$. Ce système permet de se passer de capteurs de force et de couple, mais nécessite cependant d'avoir accès à la vitesse de l'eau v_p à travers l'hélice et nécessite beaucoup de calcul, ce qui paradoxalement le rend difficile à intégrer à un véhicule marin à cause du capteur de vitesse et à utiliser en temps réel à cause du temps de calcul. Il peut cependant être possible d'utiliser une méthode hybride en effectuant une campagne de mesures en laboratoire, et en appliquant l'identification à ces mesures. On perd tout de même alors les avantages du temps réel et des commandes adaptatives.

$f_L(\alpha)$ et $f_D(\alpha)$ étant des fonctions périodiques de α , elles sont décomposées en séries de Fourier d'ordre n , ce qui représente $2(2n + 1)$ coefficients :

$$\begin{aligned} f_{L_n}(\alpha) &= b_{L0} + \sum_{j=1}^n [a_{Lj} \sin(j \alpha) + b_{Lj} \cos(j \alpha)] \\ f_{D_n}(\alpha) &= b_{D0} + \sum_{j=1}^n [a_{Dj} \sin(j \alpha) + b_{Dj} \cos(j \alpha)] \end{aligned} \quad (1.51)$$

En utilisant ceci, il est possible de ré-écrire l'équation (1.40) en y faisant ap-

paraître les coefficients de Fourier :

$$M\dot{x} = -F(x) + bu + G_n(x)k_{ab} \quad (1.52)$$

avec k_{ab} un vecteur contenant les $2(2n + 1)$ coefficients de Fourier et $G_n(x)$ une matrice de dimension $(2 \times 2(2n + 1))$ contenant les termes variables en sinus et cosinus de l'équation (1.51) en plus des termes définis à l'équation (1.40).

On estime les variables d'état du système à l'aide de l'expression suivante :

$$M\dot{\hat{x}} = -F(x) + bu + G_n(x)\hat{k}_{ab} - C\tilde{x} \quad (1.53)$$

avec C une matrice symétrique définie positive. En utilisant une approche de Lyapunov, on arrive à l'équation suivante pour l'estimation de k_{ab} :

$$\dot{\hat{k}}_{ab} = -(N_{ab}^T)^{-1}G_n(x)^T\tilde{x} \quad (1.54)$$

Où N_{ab} est une matrice symétrique définie positive. Comme le montre la figure 1.13, cette méthode donne des résultats très satisfaisants.

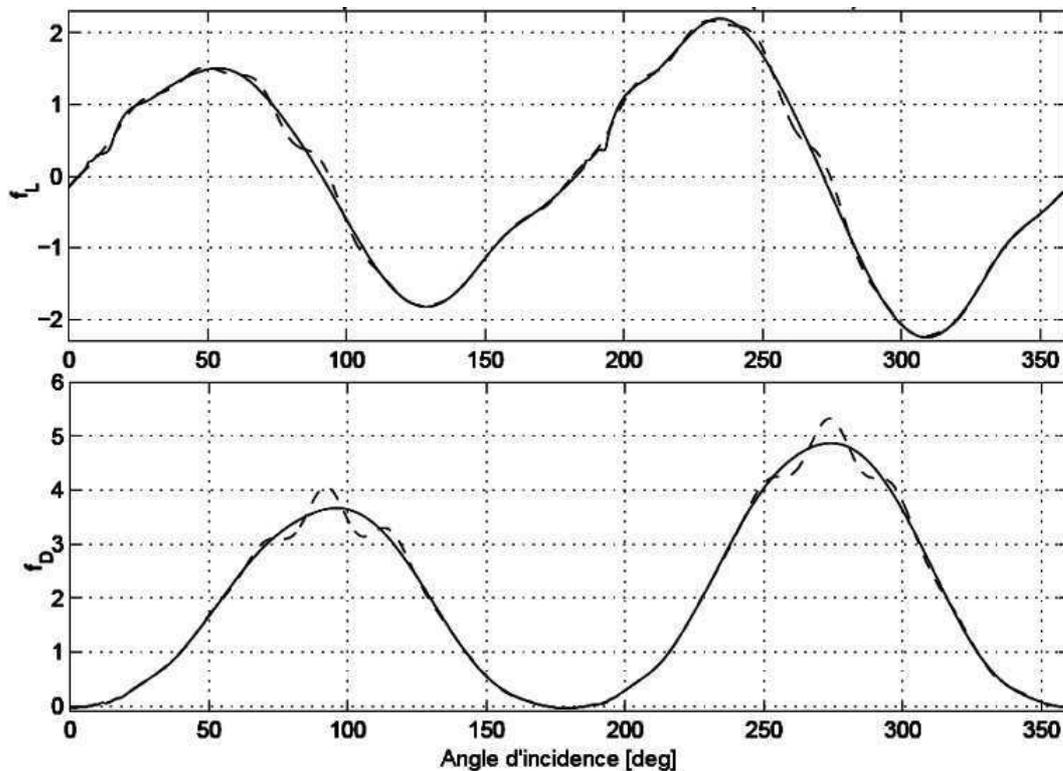


FIG. 1.13 – Comparaison des grandeurs de portance et de traînée utilisées : en traits pleins, par la méthode de tabulation des valeurs mesurées, et en tiretés, par l'utilisation de séries de Fourier, limitées à 82 paramètres [Bac03].

Synthèse :

Une grande partie des paramètres peut être mesurée directement ou bien est donnée par le constructeur ou dans des tables. Cependant, il arrive que certains paramètres ne soient pas mesurables directement ou bien ne soient pas donnés. Il est alors possible de les identifier :

K_m : On mesure I_m et Γ_e rotor bloqué. On en déduit : $K_m = \Gamma_e / I_m$.

f_s et f_v : Γ_e est mesuré à vide en fonction de Ω . Les mesures se font en régime permanent. On identifie alors γ_e à la fonction affine suivante : $\gamma_e = f_s + f_v \Omega$. Une tabulation des frottements en fonction de Ω est également possible.

J_m : Si τ_m est le temps de réponse de Ω à un échelon de I_m , alors $J_m = \tau_m \cdot f_v$. Voir le 1.4.1.3 si les frottements sont trop éloignés d'une fonction affine.

λ_T et λ_Q : On mesure en régime permanent T , Q et Ω . On en déduit alors : $\lambda_T = |T|/\Omega^2$ et $\lambda_Q = |Q|/\Omega^2$.

$\Delta\beta$ et γ : Une méthode d'identification multi-paramètres doit être utilisée sur l'équation (1.22).

η_T et η_Q : Ces deux rendements sont simplement calculés à partir des équations (1.48) et (1.49).

K_T et K_Q : On fait varier J en jouant sur Ω et v_a . On mesure alors T et Q et on en déduit K_T et K_Q en fonction de J à partir des équations (1.9) et (1.10).

$f_L(\alpha)$ et $f_D(\alpha)$: T , Q , v_p et Ω sont mesurés sur un ensemble d'essais en dynamique. On détermine alors $f_L(\alpha)$ et $f_D(\alpha)$ à l'aide de la formule suivante :

$$\begin{bmatrix} f_D(\alpha) \\ f_L(\alpha) \end{bmatrix} = \frac{1}{\frac{1}{2}\rho a \|\vec{V}\|^2} \begin{pmatrix} -\cos \beta & \frac{\sin \beta}{0.7r} \\ \sin \beta & \frac{\cos \beta}{0.7r} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} T \\ Q \end{bmatrix}$$

Le 1.4.2.3.b propose également une méthode d'identification en temps réel.

1.5 Amélioration de la relation hydrodynamique de base

1.5.1 Validité de la relation hydrodynamique de base

La relation hydrodynamique de base (1.21) qui prend en compte la vitesse d'avance du véhicule a été vue au 1.3.2. Pour rappel, son expression est la suivante :

$$T = \rho a l \gamma \dot{v}_p + 2 \rho a |v_p| (v_p - v_a) \quad (1.21)$$

D'après les hypothèses posées dans cette même section, cette relation est valable pour v_a et v_w de même signe. C'est à dire également v_a et v_p de même signe. Dans le plan (v_p, v_a) , les domaines de validité de la relation de base se situent donc dans

deux quadrants opposés. L'un où v_a et v_p sont positives et l'autre où v_a et v_p sont négatives.

La non-validité de la relation hydrodynamique de base pour v_a et v_p de signe contraire peut s'expliquer assez facilement. L'affrontement du flux ambiant et du flux du propulseur va provoquer un ensemble de turbulences. Il est possible de qualifier ces turbulences de chaotiques car leurs positions et leurs influences sur la poussée sont très sensibles aux moindres variations de l'environnement. Il n'est donc pas possible de les modéliser. Pour illustrer ce phénomène, des simulations avec le logiciel *Fluent* ont été réalisées. Pour réaliser cette simulation, le propulseur a été modélisé par un cylindre de 100 mm de long et 200 mm de diamètre. Ce cylindre représente les dimensions typiques du carénage de l'hélice d'un propulseur de 2 kW. Sur les parois du cylindre, une vitesse nulle est imposée, tandis que sur les faces opposées du cylindre une vitesse axiale figurant v_p est imposée. Le propulseur est immergé dans un tube de dimensions beaucoup plus grandes qui représente le milieu dans lequel se trouve le propulseur. En entrée et sur les côtés de ce tube on impose une vitesse axiale sensée représenter v_a . Cette disposition permet de réaliser une simulation en axisymétrie (c'est à dire en deux dimensions) plutôt qu'en trois dimensions. Cela permet de réduire les temps de calcul de façon conséquente. Notons également que les simulations sont réalisées uniquement en régime permanent, ce qui accélère également la simulation.

Lors des simulations il est apparu une discontinuité de la poussée pour v_a et v_p de signe contraire. Cette discontinuité n'est habituellement pas représentée dans les abaques [Bin83]. Sur la figure 1.14, cette discontinuité apparaît pour une vitesse

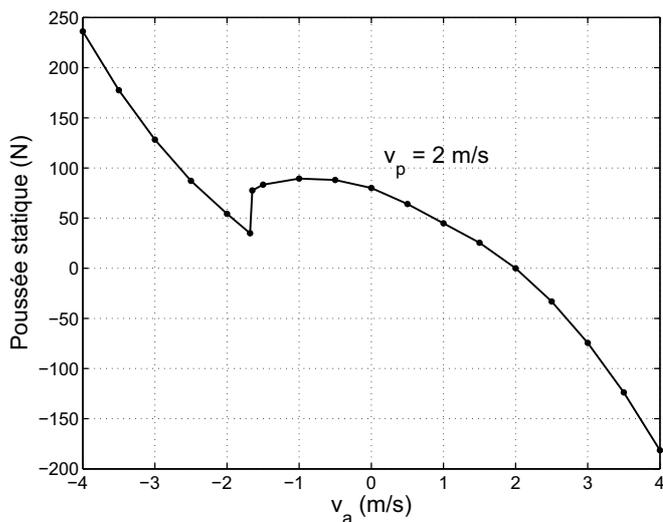
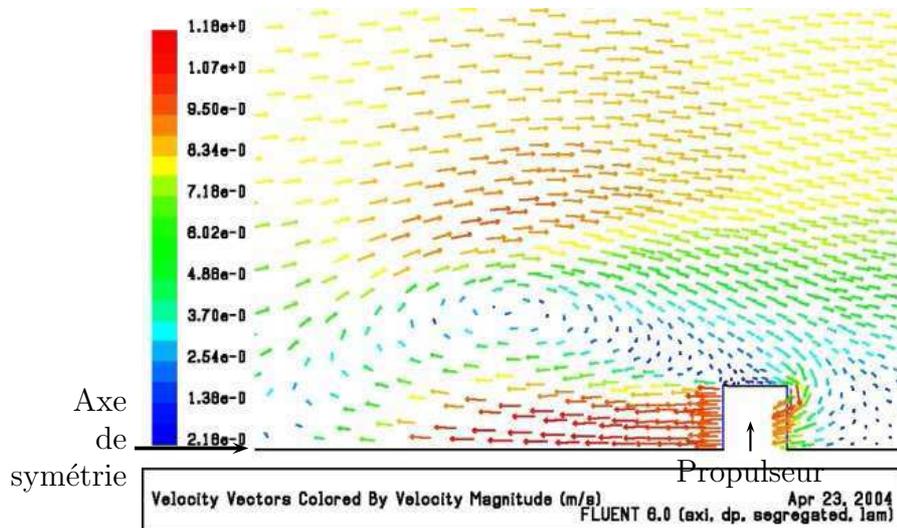


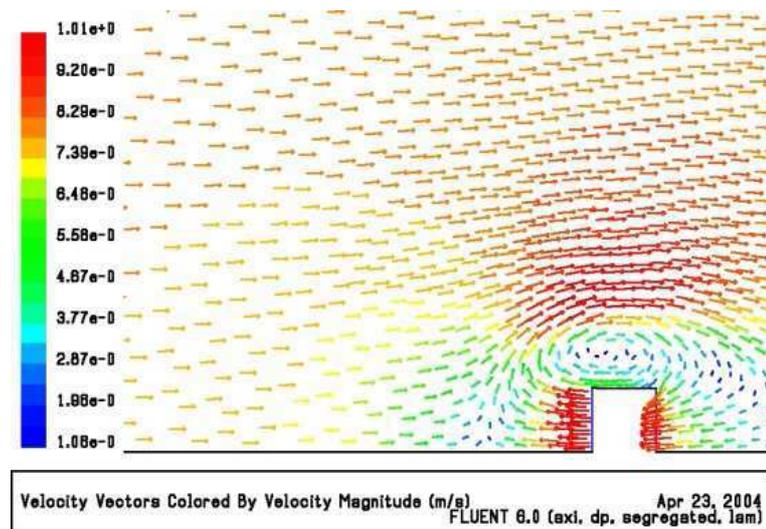
FIG. 1.14 – *Poussée statique en fonction de la vitesse ambiante pour une vitesse du flux axial de 2 m/s.*

ambiante d'environ -1.7 m/s pour une vitesse axiale donnée de 2 m/s. De plus, à v_p donné, cette discontinuité n'a pas lieu pour la même valeur de v_a et varie en fonction du dernier calcul effectué. Ceci veut dire que, lors d'une simulation, la valeur de la poussée pour v_a et v_p de signe contraire est dépendante des valeurs initiales. Cela montre donc bien l'aspect chaotique du phénomène. Il est donc très difficile, voire impossible, de trouver un modèle pour v_a et v_p de signe contraire.

Les figures 1.15a et 1.15b représentent l'aspect chaotique à l'aide de résultats graphiques de simulation avec le logiciel Fluent. En effet pour des paramètres identiques mais pour des conditions initiales différentes, on remarque que la turbulence ne se situe plus au même endroit.



a



b

FIG. 1.15 – Déplacement des turbulences avec des conditions initiales différentes.

En s'intéressant également aux domaines de validité de la relation hydrodynamique de base, on s'aperçoit que celle-ci n'est pas valide pour $|v_p|$ inférieure à $|v_a|$. La figure 1.16 présente les résultats de simulations pour v_a et v_p positives. Or on s'aperçoit que contrairement à ce que montre la relation (1.21), lorsque v_p tend vers zéro, la poussée ne converge pas vers zéro. Cependant, comme on le verra plus loin et comme on peut s'en rendre compte sur la figure 1.17, la relation hydrodynamique est assez proche de la simulation pour v_p et v_a de même signe. Finalement, on peut dire que la relation hydrodynamique de base n'est valable que pour deux demi-quadrants définis par v_a et v_p de même signe et $|v_p|$ supérieure à $|v_a|$.

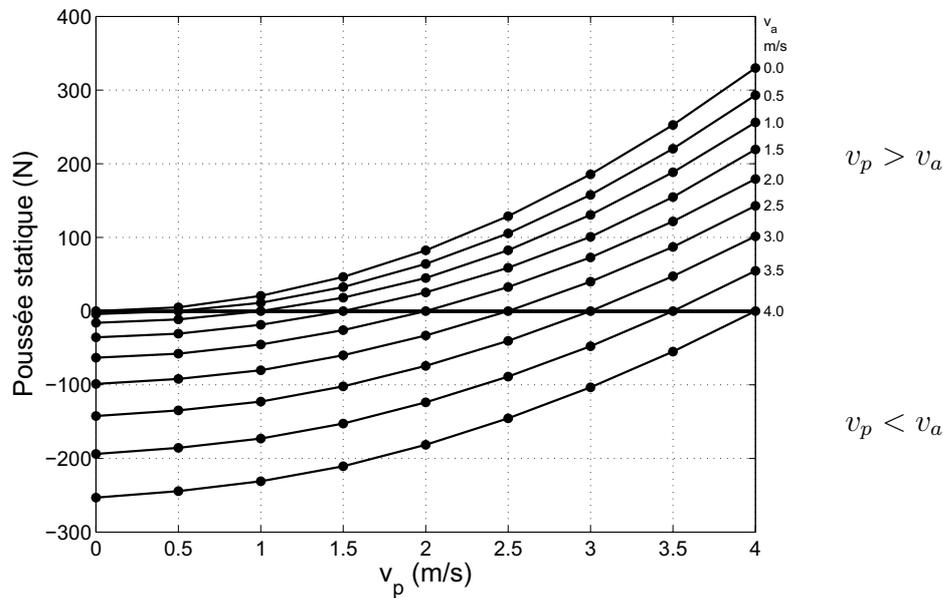


FIG. 1.16 – *Poussée statique en fonction de la vitesse du flux axial pour v_a comprise entre 0 et 4 m/s par pas de 0.5 m/s.*

Nous allons à présent tenter d'étendre la relation de base à l'ensemble des deux quadrants, c'est à dire uniquement limité par v_a et v_p de même signe. La relation (1.21) se compose d'une partie dynamique ($\rho a l \gamma \dot{v}_p$) et d'une partie statique ($2 \rho a |v_p| (v_p - v_a)$). La partie statique peut être écrite sous la forme suivante :

$$T_{statique} = |P_{ref}(|v_p|, |v_a|)| \cdot (v_p - v_a) \quad (1.55)$$

avec P_{ref} un polynôme à deux variables d'ordre 1 qui vaut ici :

$$P_{ref}(|v_p|, |v_a|) = 2 \rho a |v_p| \quad (1.56)$$

Ce polynôme servira de référence. Pour l'extension du modèle, le polynôme est

généralisé à un polynôme P_n d'ordre n , avec n supérieur ou égal à 1 :

$$T_{statique} = |P_n(|v_p|, |v_a|)| (v_p - v_a) \quad (1.57)$$

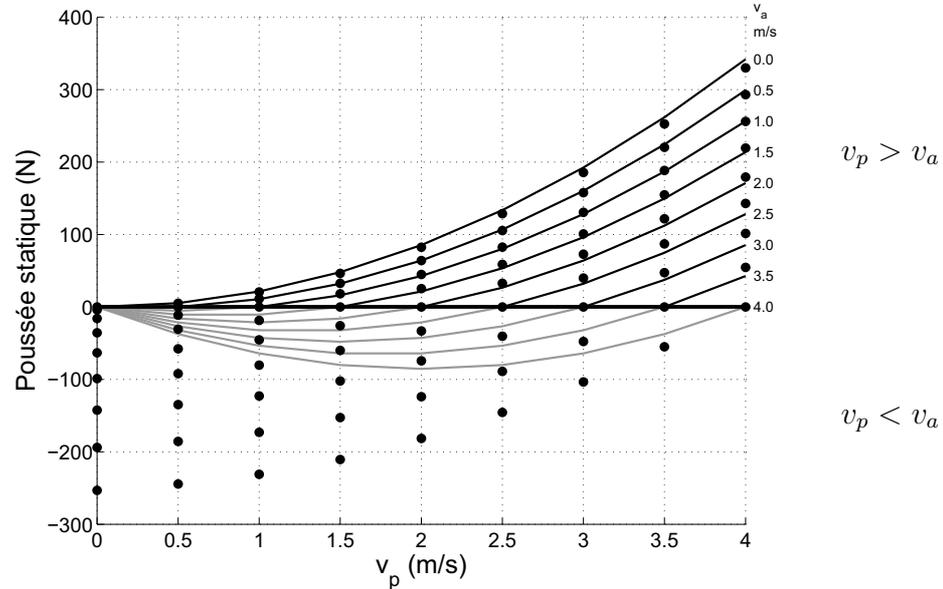


FIG. 1.17 – Approximation de la poussée statique en fonction de la vitesse ambiante. Polynôme de référence. Les valeurs simulées sont représentées par des points et les fonctions d'approximation par des courbes.

1.5.2 Justification du modèle de la poussée statique

L'espace des polynômes de degré n est un espace vectoriel dont la dimension dépend du degré des polynômes et du nombre de variables. Cet espace possède une base canonique constituée de tous les monômes de degré non négatif inférieur ou égal à n . Par exemple, la base canonique des polynômes à deux variables v_p et v_a de degré 2 est constituée des monômes $1, x_1, x_2, x_1x_2, x_1^2, x_2^2$. A titre indicatif, la dimension dim d'un polynôme à deux variables vaut :

$$dim = \frac{(n+1)(n+2)}{2} \quad (1.58)$$

La dimension de l'espace polynomial augmente donc avec le carré du degré du polynôme.

D'après le théorème de *Weierstrass*, si l'on considère une fonction f continue sur

l'intervalle fermé borné $[a; b]$ de \mathbf{R} , pour tout $\varepsilon > 0$ il existe un polynôme P_ε tel que :

$$\forall x \in [a; b] \quad |f(x) - P_\varepsilon(x)| < \varepsilon$$

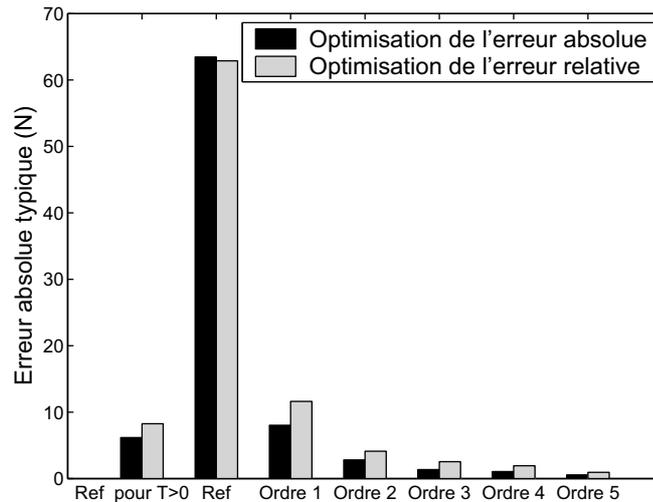
Les fonctions polynomiales sont même un choix intéressant pour approximer des fonctions qui ont peu de points d'inflexion. Comme la fonction à approximer ressemble assez à un second ordre, le fait d'utiliser une fonction polynomiale est donc tout à fait légitime. Sur les courbes de la figure (1.16) on peut également remarquer trois choses :

- Si $v_p = v_a$, alors la poussée statique est nulle. Cela implique donc un terme de la forme $(v_p - v_a)$ en facteur du polynôme P_n (l'ensemble restant lui-même un polynôme de v_p et v_a).
- Le signe de la poussée dépend du signe de $(v_p - v_a)$. Si la figure (1.16) ne le montre que pour v_p et v_a supérieures ou égales à zéro, c'est aussi le cas pour v_p et v_a inférieures ou égales à zéro. Donc la partie polynomiale non explicite est définie strictement positive sur \mathbf{R} . Pour bien mettre en évidence le signe du polynôme, celui-ci est pris en valeur absolue.
- La fonction est impaire dans le sens où $T(-v_p, -v_a) = -T(v_p, v_a)$. $(v_p - v_a)$ étant en facteur du polynôme, cela implique $|P_n(-v_p, -v_a)| = |P_n(v_p, v_a)|$, donc le polynôme P_n est soit pair, soit impair. Ce qui diminue le nombre de paramètres de l'optimisation. Une autre solution consiste à prendre $P_n(|v_p|, |v_a|)$ au lieu de $P_n(v_p, v_a)$.

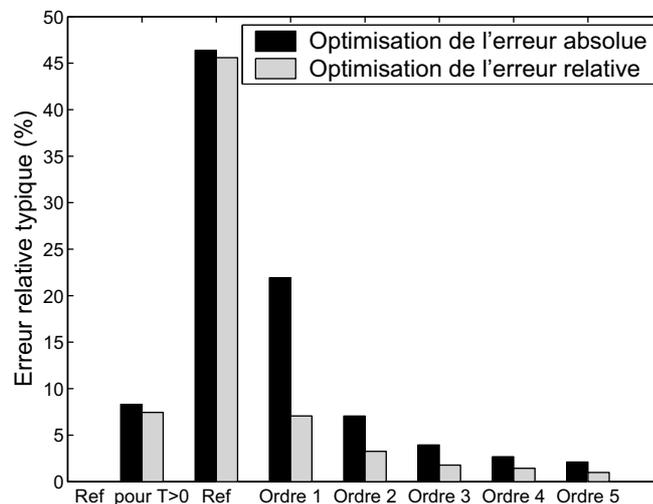
Finalement il est donc possible, et même judicieux, d'approximer l'expression de la poussée statique sous la forme de l'équation (1.57).

1.5.3 Résultats de l'identification de la poussée statique

L'identification est faite selon deux méthodes : par minimisation de l'erreur absolue typique et par minimisation de l'erreur relative typique. Les graphiques représentés sur la figure 1.18 montrent les résultats pour des polynômes d'ordre 1 à 5 identifiés pour v_p et v_a positives. Les deux colonnes de gauche des graphiques représentent les erreurs absolues et relatives de la fonction de référence (1.55) pour $T > 0$ (c'est à dire pour $(v_p > v_a)$ et $(v_p, v_a) > 0$) et sur l'ensemble du domaine d'identification ($v_p, v_a > 0$ uniquement). Si la fonction de référence a de bonnes performances pour $v_p > v_a$, elle devient très mauvaise lorsque v_a devient supérieure à v_p . Cela est bien visible sur la figure 1.17. Pour retrouver un même niveau de performance à la fois en erreur absolue et relative, il faut identifier la fonction à l'aide d'un polynôme d'ordre 2, et ce quel que soit le critère d'optimisation.



a



b

FIG. 1.18 – Résultats de l'identification de la poussée statique à l'aide de fonctions polynomiales

A propos des méthodes d'optimisation, on peut noter que l'optimisation de la valeur relative augmente légèrement la valeur de l'erreur absolue (figure 1.18a) mais en contrepartie réduit fortement l'erreur relative des fonctions d'identification. Quant au choix de l'ordre du polynôme, il vient d'être dit qu'il faut au moins un second ordre pour égaler la fonction de référence sur son domaine de définition. Mais rien n'empêche d'utiliser un ordre plus élevé sachant qu'en contre-partie il faut un nombre de calculs plus important. Pour rappel, la dimension du polynôme, et donc grossièrement le nombre de calculs à effectuer, augmente avec le carré de l'ordre de celui-ci. Un polynôme d'ordre 2 optimisé par rapport à l'erreur relative semble donc le plus approprié. Le résultat de l'approximation est visible figure 1.19.

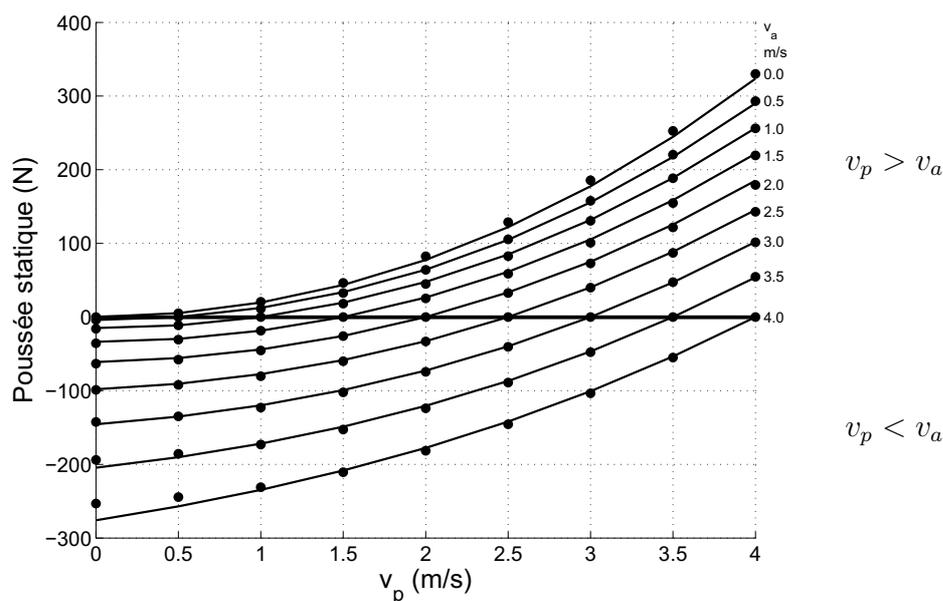


FIG. 1.19 – Approximation de la poussée statique en fonction de la vitesse ambiante. Polynôme d'ordre 2. Les valeurs simulées sont représentées par des points et les fonctions d'approximation par des courbes.

Résumé :

- La Relation Hydrodynamique de Base (RHB) est théoriquement valide pour toutes valeurs de v_p et v_a de même signe. Or les simulations ont montré une seconde condition. Il faut également : $v_p > v_a$.
- Les simulations ont également confirmé qu'en raison de phénomènes chaotiques il n'était pas aisé, voire impossible, de modéliser la RHB pour v_p et v_a de signe contraire. On s'est donc proposé d'étendre le domaine de validité de la RHB seulement à l'ensemble des valeurs de v_p et v_a de même signe.
- Pour ce faire, on utilise l'approximation polynomiale suivante :

$$T_{statique} = |P_n(|v_p|, |v_a|)| \cdot (v_p - v_a)$$

avec $P_n(|v_p|, |v_a|)$ un polynôme de v_p et v_a d'ordre n .

- En prenant n égal à deux et en optimisant les paramètres de P_n , on arrive à une erreur typique absolue d'environ 4 N et relative d'environ 3 % sur le calcul de $T_{statique}$ à partir de l'équation précédente.

Chapitre 2

Principales lois de commandes

Sommaire

2.1	Commandes sans mesure de la poussée	43
2.1.1	Commandes en couple	43
2.1.2	Commandes en vitesse	45
2.1.3	Commande basée sur le modèle du véhicule	49
2.1.4	Comparaison des commandes	50
2.2	Commandes avec mesure de la poussée	51
2.3	Application à la commande en position	53

Le chapitre précédent présentait les différentes modélisations du propulseur, composé d'un moteur électrique et d'une hélice. Ce chapitre-ci présente l'utilisation de ces modèles pour les appliquer à la commande en poussée. Les lois de commande exposées ci-dessous sont donc, à l'image des modèles présentés, assez diverses. Les plus simples sont basées sur les modèles en régime permanent de l'hélice, tandis que les plus complexes prennent en compte la dynamique du propulseur, voire du véhicule. On peut séparer les commandes en plusieurs catégories en fonction des paramètres physiques mesurés ou contrôlés. On commencera donc par présenter les commandes qui se passent de capteur de force pour mesurer la poussée. Cette catégorie est la plus importante et peut être subdivisée en fonction du type de commande, notamment en couple et en vitesse. Puis, nous nous intéresserons rapidement aux commandes utilisant une mesure de la poussée. Enfin, il sera discuté de l'application de la commande en poussée à la commande en position.

2.1 Commandes sans mesure de la poussée

Ce type de commande a l'avantage d'être peu onéreux, puisqu'il fait l'économie d'un capteur de force. Il se divise en deux sous-catégories en fonction de la variable de commande, selon que c'est le couple ou la vitesse de rotation.

2.1.1 Commandes en couple

Les commandes en couple ne font appel qu'à un capteur de courant pour la régulation du couple. Elles sont donc très simples à réaliser et se basent sur la connaissance des caractéristiques du propulseur pour effectuer une régulation en boucle ouverte.

2.1.1.1 Commande FF (*Fixed Feedforward Thrust Control*)

Le principe de la commande FF, ou commande proportionnelle en boucle ouverte, est représenté figure 2.1. Elle s'appuie sur le modèle du propulseur en régime permanent, en négligeant les frottements mécaniques [Whi99b] :

$$\boxed{I_m = K_m^{-1} \lambda_{T/Q}^{-1} T_r} \quad (2.1)$$

avec I_m et K_m le courant électrique et la constante de couple du moteur, T_r la consigne de la force de poussée et $\lambda_{T/Q}$ une constante déterminée expérimentalement. Pour conserver une commande correcte, $\lambda_{T/Q}$ doit être régulièrement réajustée, notamment en raison de l'usure du moteur et de l'oxydation de l'hélice (problèmes de

robustesse en boucle ouverte).

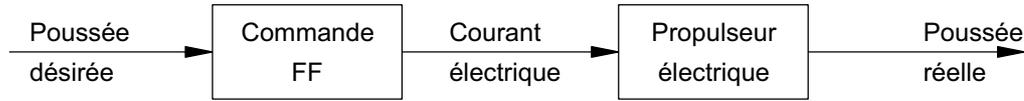


FIG. 2.1 – Principe de la commande FF

2.1.1.2 Commande par modèle inverse (*Model Based Control*)

La seconde commande en couple, appelée MB, utilise le principe du modèle inverse. L'idée est d'inverser le modèle dynamique du propulseur, généralement celui de l'aile portante (voir figure 2.2). Il est possible de montrer qu'un profil de poussée est admissible pour cette commande si et seulement si il respecte les deux conditions suivantes [Bac01] :

- Le profil de poussée est continu.
- Lorsque la poussée est nulle, sa dérivée par rapport au temps doit être également nulle. C'est à dire $\dot{T}|_{T=0} = 0$.

Dans le cas contraire, la commande ne sera pas capable de reproduire la consigne de poussée.

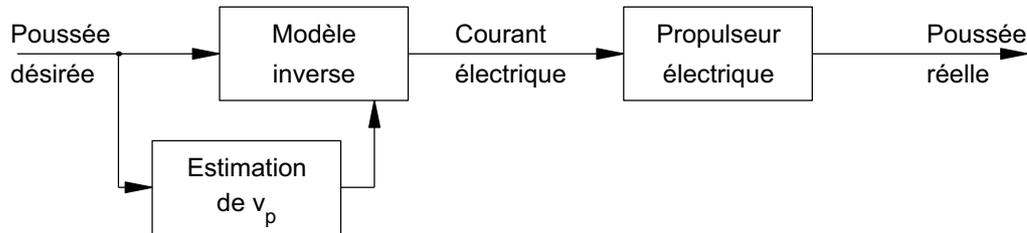


FIG. 2.2 – Principe de la commande MB

Au niveau du chapitre 1, le paragraphe 1.3.6 montre que la poussée T est fonction de v_p et Ω . La vitesse du fluide \hat{v}_p peut être estimée à partir de l'équation (1.22) (donc en supposant la vitesse ambiante v_a nulle). Connaissant la consigne T_r , l'équation (1.36) permet alors de déterminer la vitesse théorique Ω_r de l'hélice. La fonction $\Omega_r(T_r, \hat{v}_p)$ ne peut pas être déterminée analytiquement. Elle est donc déterminée par une résolution numérique. On peut alors calculer I_{m_r} à partir de l'équation mécanique du moteur (1.7) :

$$I_{m_r} = K_m^{-1} \left(J_m \dot{\Omega}_r + f_v \Omega_r + f_s \frac{2}{\pi} \arctg(20\Omega_r) + Q_r(\Omega_r, \hat{v}_p) \right) \quad (2.2)$$

$Q_r(\Omega_r, \hat{v}_p)$ est calculé à partir de l'équation (1.37). Quant à la dérivée $\dot{\Omega}_r$, elle peut soit être obtenue par la différentiation numérique de Ω_r , soit être calculée à partir des équations (1.36) et (1.37) qui conduisent à l'équation suivante :

$$\boxed{f(\Omega_r, \hat{v}_p) \dot{\Omega}_r = g(\Omega_r, \hat{v}_p) + h_1(\Omega_r, \hat{v}_p) T_r(t) + h_2 \dot{T}_r} \quad (2.3)$$

Avec :

$$\begin{aligned} f(\Omega_r, \hat{v}_p) &= -0.7r[(\cos \beta(\frac{\partial f_D(\alpha)}{\partial \alpha} - f_L(\alpha)) + \sin \beta(\frac{\partial f_L(\alpha)}{\partial \alpha} + f_D(\alpha)))\hat{v}_p \\ &\quad + 2(\sin \beta f_L(\alpha) + \cos \beta f_D(\alpha))(0.7r\Omega)] \\ g(\Omega_r, \hat{v}_p) &= \frac{\Delta\beta}{l}\hat{v}_p|\hat{v}_p|[(\cos \beta(\frac{\partial f_D(\alpha)}{\partial \alpha} - f_L(\alpha)) + \sin \beta(\frac{\partial f_L(\alpha)}{\partial \alpha} + f_D(\alpha)))(0.7r\Omega) \\ &\quad - 2(\sin \beta f_L(\alpha) + \cos \beta f_D(\alpha))\hat{v}_p] \\ h_1(\Omega_r, \hat{v}_p) &= \frac{1}{\rho a}\hat{v}_p|\hat{v}_p|[(\cos \beta(\frac{\partial f_D(\alpha)}{\partial \alpha} - f_L(\alpha)) + \sin \beta(\frac{\partial f_L(\alpha)}{\partial \alpha} + f_D(\alpha)))(0.7r\Omega) \\ &\quad - 2(\sin \beta f_L(\alpha) + \cos \beta f_D(\alpha))\hat{v}_p] \\ h_2(\Omega_r, \hat{v}_p) &= \frac{2}{\rho a} \end{aligned}$$

Remarquons que l'équation (2.3) ne permet pas de déterminer $\dot{\Omega}_r$ lorsque $f(\Omega_r, \hat{v}_p)$ est nulle. Dans ce cas, seul une différentiation numérique permet d'obtenir $\dot{\Omega}_r$.

Si cette commande par modèle inverse a une meilleure dynamique que la commande FF, en revanche sa robustesse est beaucoup moins bonne à cause du très grand nombre de paramètres et de l'absence de contre-réaction. Il est également plus coûteux de réajuster tous les paramètres pour compenser le vieillissement du propulseur. C'est pour ces raisons que la commande FF est préférée à la commande par modèle inverse dès que la dynamique du propulseur n'est pas très importante.

2.1.2 Commandes en vitesse

Grâce à une boucle de régulation de la vitesse de rotation de l'hélice, les commandes en vitesse permettent de négliger l'équation mécanique du moteur. Du point de vue du propulseur, l'hélice génère donc une poussée non plus à partir d'un courant électrique mais d'une vitesse de rotation. Les paramètres électromécaniques tels que des frottements et l'inertie de la partie tournante n'interviennent donc plus. Ces commandes sont donc plus robustes que les commandes en couple vis à vis de ces paramètres. Nous verrons ici deux types de commande en vitesse. Le premier est construit à partir du modèle en régime permanent du propulseur, tandis que le second est construit à partir du modèle de l'aile portante.

2.1.2.1 Commande FBV (*Feedback Velocity Control*)

La première de ces commandes en vitesse est la commande FBV, c'est à dire la commande par contre-réaction en vitesse. Tout comme la commande FF elle est basée sur le modèle en régime permanent de l'hélice (voir figure 2.3). La vitesse de référence Ω_r est définie par :

$$\Omega_r = \text{signe}(T_r) \sqrt{\frac{|T_r|}{\lambda_T}} \quad (2.4)$$

pour rappel (voir le 1.3.3) :

$$\lambda_T = \rho a r^2 \eta^2 \text{tg}^2(\phi) \quad (2.5)$$

En pratique, λ_T est déterminée expérimentalement.

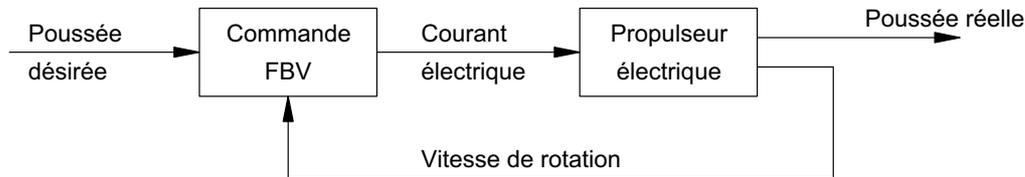


FIG. 2.3 – Principe de la commande FBV

La régulation en vitesse à partir de la consigne Ω_r peut être réalisée de plusieurs façons. La plus simple consiste à utiliser un variateur industriel. Cependant, avec des charges non linéaires, les caractéristiques de ces régulateurs ne sont pas toujours garanties. Si l'on souhaite donc réguler soit-même la vitesse de rotation de l'hélice, il existe plusieurs méthodes plus ou moins simples. Dans le cadre de la commande FBV, la régulation de la vitesse peut être facilement réalisée en utilisant un terme d'anticipation (*Feed-Forward*) et une contre-réaction :

$$I_m = \underbrace{K_m^{-1} \lambda_{T/Q}^{-1} T_r}_{\text{Anticipation}} + \underbrace{K_m^{-1} K_{fb} (\Omega_r - \Omega)}_{\text{Contre-réaction}} \quad (2.6)$$

Dans cette équation, $\lambda_{T/Q}$ est la constante déterminée pour la commande FF. Le gain K_{fb} est choisi de façon empirique afin d'avoir le meilleur suivi de consigne possible tout en faisant attention à la stabilité.

2.1.2.2 Commande MBV (*Model Based Velocity Control*)

Si l'on souhaite améliorer la dynamique du propulseur, il est possible d'adapter le modèle inverse à la commande en vitesse. On parle alors de la commande en vitesse

basée sur le modèle inverse, ou commande MBV [Whi99b]. Le principe est représenté figure 2.4. Cette commande utilise à nouveau le modèle de l'aile portante. Comme pour la commande par modèle inverse, la vitesse axiale v_p est estimée à partir de l'équation (1.23), et Ω_r est déterminée à partir de l'approximation numérique de $\Omega_r(T_r, \hat{v}_p)$. Cependant, comme la commande MBV utilise la vitesse et non le courant comme valeur de commande du propulseur, il n'est plus nécessaire de calculer $\dot{\Omega}_r$. Cette commande, qui semble être un bon compromis robustesse/simplicité, voit son utilisation se généraliser. Cependant, même correctement paramétrée, elle diverge dès que la vitesse ambiante de l'eau (ou vitesse du courant relatif) s'éloigne de zéro. La solution pourrait consister à mesurer cette vitesse ambiante et à utiliser l'équation (1.21) afin d'obtenir une meilleure estimation de v_p .

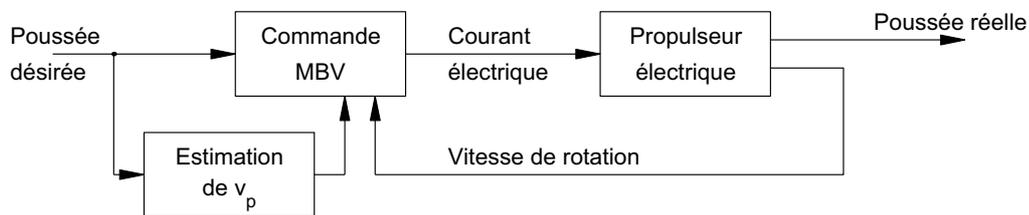


FIG. 2.4 – Principe de la commande MBV

L'utilisation de l'identification en temps réel des paramètres (voir section 1.4) permet de réaliser une commande MBV adaptative (voir figure 2.5). Pour cela il faut également adapter la commande MBV afin qu'elle prenne en compte les paramètres fournis par l'identification. L'inconvénient de cette commande est qu'elle nécessite une plus grande puissance de calcul, et surtout qu'il est obligatoire de mesurer la vitesse axiale du fluide v_p , ce qui augmente les coûts et complexifie l'intégration du système.

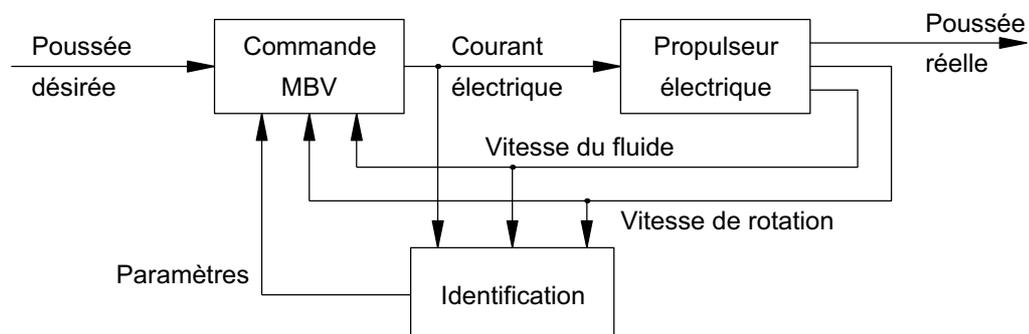


FIG. 2.5 – Principe de la commande MBV adaptative

Tout comme la commande précédente, la régulation de vitesse est réalisée par un terme d'anticipation et une contre-réaction. Cependant, pour conserver la dyna-

mique apportée par la commande MBV, le terme d'anticipation est remplacé par le calcul du couple hydrodynamique théorique $Q_r(\Omega_r, \hat{v}_p)$:

$$I_m = \underbrace{K_m^{-1} Q_r(\Omega_r, \hat{v}_p)}_{\text{Anticipation}} + \underbrace{K_m^{-1} K_{fb}(\Omega_r - \Omega)}_{\text{Contre-réaction}} \quad (2.7)$$

2.1.2.3 Régulation adaptative de la vitesse

Il est aujourd'hui possible de trouver ce type de commande dans les régulateurs industriels. Yoerger *et al* proposent un tel algorithme de régulation dédié aux propulseurs électriques [Yoe90]. Le principe est de modéliser l'équation mécanique du moteur sous la forme suivante :

$$h \dot{\Omega} = I_m - c \Omega |\Omega| \quad (2.8)$$

Avec h et c des paramètres adaptatifs. Le mode glissant est basé sur l'erreur entre la vitesse réelle et la consigne de vitesse :

$$s = \tilde{\Omega} = \Omega - \Omega_r \quad (2.9)$$

Il est alors possible de montrer que la meilleure approximation d'une loi de contrôle continue stable au sens de Lyapunov est :

$$I_m = \hat{c} \Omega |\Omega| + \hat{h} \dot{\Omega} \quad (2.10)$$

Pour satisfaire les conditions de glissement malgré les incertitudes du modèle, une loi de contrôle discontinue est requise. Elle peut être obtenue en rajoutant un terme à l'équation (2.10) qui devient ainsi discontinue autour du point glissant :

$$I_m = \hat{c} \Omega |\Omega| + \hat{h} \{ \dot{\Omega} - K \text{signe}(s) \} \quad (2.11)$$

K est choisi expérimentalement pour assurer la meilleure dynamique du système. Le régulateur décrit ci-dessus provoque des ondulations de la vitesse (*chattering*) autour du point glissant. Pour atténuer ces ondulations, on définit une zone limite Φ dans laquelle le régulateur aura une action linéaire. On remplace ainsi le terme discontinu de la loi de commande par le terme continu $K \text{sat}(s/\Phi)$. la fonction sat est définie tel que :

$$\forall \tau \in \mathfrak{R}, \text{sat}(\tau) \equiv \begin{cases} \text{signe}(\tau), & \text{pour } |\tau| \geq 1 \\ \tau, & \text{pour } |\tau| < 1 \end{cases} \quad (2.12)$$

A l'intérieur de la zone limite, la bande passante du régulateur vaut alors K/Φ . La dernière étape consiste à estimer les paramètres h et c du modèle. On commence par poser :

$$s_\Delta = s - \Phi \cdot \text{sat}\left(\frac{s}{\Phi}\right) \quad (2.13)$$

On détermine alors la variation des paramètres du modèle du propulseur par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{c}} \\ \dot{\hat{h}} \end{bmatrix} = -s_\Delta \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \Omega |\Omega| \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Avec Γ une matrice symétrique définie positive. Cette matrice est déterminée de façon empirique.

2.1.3 Commande basée sur le modèle du véhicule

Connaissant la vitesse relative v_a du véhicule par rapport à l'eau et ses paramètres hydromécaniques, il est possible d'estimer la vitesse du flux axial v_p , et ce, sans avoir besoin de mesurer la poussée [Fos00]. L'observateur prend la forme suivante :

$$\boxed{H\dot{\hat{x}} + D_0\hat{x} + D_1(\hat{x}, \Omega, v_a)\hat{x} + |\Omega|E\hat{x} = f(\Omega) + k(\Omega)(v_a - \hat{v}_a)} \quad (2.15)$$

Avec $\hat{x} = [\hat{v}_a, \hat{v}_p]^T$. Les matrices H , D_0 , D_1 et E et le vecteur f contiennent les caractéristiques hydrodynamiques du véhicule, ainsi que les caractéristiques en régime permanent du propulseur (pour plus de détails, se reporter à l'article de Fossen et Blanke [Fos00]). Notons qu'il doit également être possible de réaliser le même type d'observateur avec un modèle qui tient compte de la dynamique du propulseur. Le gain $k(\Omega)$ de l'observateur s'écrit sous la forme suivante :

$$k(\Omega) = \begin{bmatrix} K_{10} \\ K_{20} \end{bmatrix} + |\Omega| \begin{bmatrix} K_{11} \\ K_{21} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Une analyse de Lyapunov à partir de la fonction candidate (2.17) permet alors de déterminer les conditions sur K_{10} , K_{20} , K_{11} et K_{21} qui permette d'obtenir une commande stable.

$$V_{obs}(\tilde{x}, t) = \tilde{x}^T H \tilde{x} \quad (2.17)$$

$$\text{avec } \tilde{x} = [(v_a - \hat{v}_a), (v_p - \hat{v}_p)]^T$$

Enfin, il faut noter que cet observateur utilise de nombreux paramètres hydrodynamiques, qui de plus ne sont pas toujours faciles à identifier. De plus la mesure de la vitesse v_a est effectuée par rapport à l'eau du milieu dans lequel se trouve le véhicule,

par exemple à l'aide d'un tube Pitot, un capteur électromagnétique ou encore un vélocimètre à effet Doppler. Cette mesure est donc généralement très bruitée car l'eau, comme tout fluide, peut très facilement passer à l'état turbulent. Il pourrait donc être envisageable d'utiliser un filtre de Kalman pour observer la vitesse axiale v_p de l'eau en sortie du propulseur.

2.1.4 Comparaison des commandes

Pour chacune des quatre principales commandes sans capteur de force que sont les commandes FF, par modèle inverse, FBV et MBV, plusieurs simulations ont été réalisées (voir figures 2.7 à 2.10 pages 55 à 58). Les trois tests qui sont comparés sont le suivi de consigne, le rejet de perturbation et la robustesse.

Pour le suivi de consigne, trois consignes sinusoïdales sont appliquées à une fréquence de 1 Hz. La première consigne (a) permet d'observer la réponse à un échelon et à une référence uniquement positive. La deuxième (b) teste la réponse à une référence alternative de grande amplitude, tandis que la dernière (c) teste la réponse à une référence alternative de faible amplitude :

Pour $t \geq 1$ s :

$$(a) : T_r = 50 \sin(2\pi t) + 50$$

$$(b) : T_r = 100 \sin(2\pi t)$$

$$(c) : T_r = 20 \sin(2\pi t)$$

Deux perturbations sont également testées : la première est une variation du couple résistant. Ce phénomène peut se produire suite à un problème mécanique ou lorsque des algues se prennent sur l'axe de l'hélice. La seconde perturbation est une variation de la vitesse ambiante de l'eau v_a . Ces deux perturbations ont été introduites à 2.3 secondes, avec une consigne alternative d'amplitude intermédiaire :

$$(d) : T_r = 50 \sin(2\pi t)$$

Enfin, la robustesse a été testée en diminuant le coefficient de couple K_m du moteur de 20% ou en diminuant la valeur maximale de la fonction de portance de l'hélice de 40%. Ces variations, bien que très grandes, sont néanmoins tout à fait envisageables. La consigne (e) utilisée pour cet essai, est identique à la consigne (d).

La première des quatre commandes, la commande FF, a un suivi de consigne correct dans l'ensemble. Pour les consignes de grande amplitude le suivi de consigne est correct, surtout si cette consigne ne change pas de signe, mais devient rapidement assez mauvaise pour les consignes de petite amplitude. De plus, du fait qu'il s'agit d'une commande en boucle ouverte, cette commande ne rejette pas du tout les perturbations et sa seule robustesse réside dans sa stabilité (voir figure 2.7).

Tout comme la commande FF, la commande par modèle inverse, qui est également une commande en boucle ouverte, ne rejette pas les perturbations et a une très mauvaise robustesse. Cependant, lorsque le propulseur est correctement identifié et que les perturbations sont négligeables, elle montre un excellent suivi de consigne (voir figure 2.8).

La commande FBV apporte une évolution par rapport à la commande FF. Malgré un mauvais suivi de consigne lorsque la référence change régulièrement de signe, la régulation de la vitesse de rotation améliore la robustesse vis à vis du modèle du moteur et rejette les perturbations de couple sur l'axe de l'hélice. Cependant, la vitesse ambiante de l'eau, créée par les courants marins ou les mouvements du véhicule, n'est toujours pas compensée (voir figure 2.9).

Enfin la commande MBV qui est un mélange des commandes FBV et par modèle inverse en reprend tous les avantages : très bon suivi de consigne (hors perturbations et sous condition d'une bonne connaissance du modèle de l'hélice), rejet des variations de couple sur l'axe de l'hélice et robustesse vis à vis du modèle du moteur (voir figure 2.9). C'est actuellement l'une des meilleures commandes en poussée sans capteur de force.

Les caractéristiques des quatre commandes présentées ci-dessus sont résumées dans le tableau 2.1.

TAB. 2.1 – *Efficacité des commandes sans mesure de la poussée.*

Type de commande	FF	Modèle inverse	FBV	MBV	
Suivi de consigne	•	★★	■	★★	
Rejet de perturbation	■ ■	■ ■	•	•	
Robustesse	■ ■	■ ■	■	■	
★★	Très bon	•	Moyen	■	Mauvais
★	Bon	■ ■	■ ■	■ ■	Très mauvais

2.2 Commandes avec mesure de la poussée

La régulation de la poussée peut être très largement simplifiée lorsqu'il est possible d'en mesurer la force (voir figure 2.6). Il suffit ainsi d'un simple correcteur PID [SA00], voire même seulement d'un correcteur PI [Den98] pour contrôler la force de poussée. Il existe trois types de capteurs de force [Mes01] :

- *Les capteurs piezo-électrique* : Cette famille de capteurs exploite la propriété de certains matériaux, comme le quartz, de générer une charge proportionnelle à l'effort qu'on leur applique. A l'aide d'un amplificateur de charge, on obtient

finalement une tension proportionnelle à la charge, et donc à la force appliquée au capteur. L'inconvénient de ces capteurs est leur résistance de fuite non négligeable. Cela a pour conséquence une bande passante limitée en basses fréquences, ce qui empêche de les utiliser pour des mesures statiques.

- *Les capteurs à jauge de contrainte* : Ces capteurs sont très utilisés dans l'industrie, soit tels quels, pour mesurer la déformation de corps solides, soit intégrés dans un pont de Wheatstone avec pour principale application la mesure de force. Le principe de fonctionnement est basé sur la mesure de la variation relative d'une résistance sérigraphiée, appelée jauge, sur une base plastique souple. La jauge est ensuite collée sur la structure dont on veut mesurer les déformations. Lorsqu'ils sont intégrés dans un capteur de force, ils permettent d'avoir une relation linéaire entre la force appliquée et la tension mesurée en sortie du pont de Wheatstone. Leur principal avantage face aux capteurs piezo, est qu'ils sont capables de travailler en statique comme en dynamique, avec cependant une bande passante limitée à quelques kHz. Mais cela suffit amplement à la mesure des efforts produits par un propulseur marin.
- *Les capteurs à mesure de déplacement* : Ce dernier type de capteur se base sur la mesure de la déformation d'un corps élastique. Il existe plusieurs méthodes pour mesurer ce déplacement. Les principales sont les méthodes par ultrasons, par réflexion d'un rayon lumineux et par interférométrie laser.

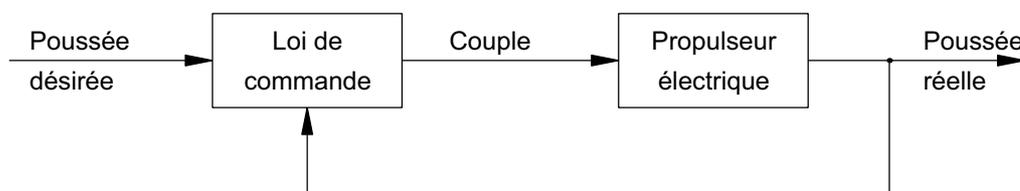


FIG. 2.6 – *Principe de la commande avec mesure de la poussée.*

Cependant, pour appliquer une commande de poussée avec mesure de la force, il est nécessaire de disposer d'un capteur de force embarqué, ce qui complique la réalisation de la nacelle du propulseur, voire de l'ensemble du véhicule. La méthode la plus naturelle consiste à installer un capteur de force industriel sur l'arbre du moteur [Pin98]. Mais avec cette méthode, il est assez difficile de mesurer la force de poussée dans les deux sens. Une seconde méthode, plus complexe, est d'installer des jauges de contraintes en des points stratégiques de la paroi du véhicule. L'étude de ces contraintes et des pressions appliquées au véhicule permet ensuite de déterminer la force de propulsion. Cette technique reste très délicate à mettre en œuvre. Dans la dernière méthode, qui est un compromis des deux premières, un élément élastique est inséré entre le propulseur et le véhicule. Des jauges de contraintes disposées

sur cet élément élastique permettent alors de déterminer la force que le propulseur transmet au véhicule [ENS, Leo01]. L'utilisation d'un capteur de force embarqué permet également de réaliser une commande adaptative, sur le même principe que celle vue au paragraphe 2.1.2, mais cette fois-ci appliquée à la régulation de la force de poussée [Leo01]. Nous ne détaillerons pas cette commande qui reprend les grands principes vus pour la régulation de vitesse adaptative.

Le principal inconvénient de la commande en poussée avec mesure de la force, est la réalisation, l'intégration et le coût d'un capteur de force embarqué. Pour ces raisons, seuls quelques véhicules expérimentaux en sont équipés et il est difficilement envisageable d'en équiper les navires ou bien même les bateaux de plaisance. Cette étude de la commande en poussée s'orientera donc vers une commande sans capteur de force.

2.3 Application à la commande en position

Comme cela a été dit en introduction, l'objectif du contrôle de la poussée est d'améliorer la qualité de la commande en position. Il est donc intéressant de voir l'influence des commandes de poussée utilisées sur l'erreur en position, notamment les commandes FF, FBV et MBV. Des simulations ont été réalisées en ce sens par Whitcomb et Yoerger [Whi99b]. La boucle de régulation en position est un correcteur de type PD.

Le contrôleur en poussée FF provoque des cycles limites et introduit une erreur statique moyenne non nulle, et cela quelle que soit la bande passante du correcteur PD. Avec les contrôleurs MBV et FBV, aucun cycle limite n'est généré, pour toutes les valeurs de bande passante du correcteur. Néanmoins, quel que soit le contrôleur de poussée utilisé, la commande devient instable lorsque la bande passante du correcteur atteint une certaine valeur. Enfin, contrairement à la commande MBV, la commande FBV provoque du "broutage" (genre d'oscillations rapide, appelés "*chattering*" en anglais) lorsque la consigne de poussée est faible. C'est pour ces raisons que la commande MBV est préférable dans le cas d'une commande en position.

Si la dynamique de la commande en position n'est pas trop importante, il est possible de compenser la commande FF afin d'améliorer les résultats [Yoe90]. Deux techniques sont possibles :

- La première technique consiste à approximer le système par un premier ordre autour d'un point de fonctionnement. Le correcteur permet ensuite d'augmenter l'ordre du système à deux et de placer des pôles rapides. Cette méthode donne de bons résultats tant que l'on se trouve à proximité du point de fonctionnement qui a servi de référence.

- La seconde technique, appelée *compensation de pôle*, met en jeu une modification de la consigne de poussée T_r . La variable de sortie de la commande compensée est noté T_r^* :

$$T_r^* = T_r + \frac{\dot{T}_r}{\lambda_\nu(T_r)} \quad (2.18)$$

avec $\lambda_\nu(T_r)$ l'inverse de la constante de temps du propulseur, qui est choisie comme une fonction de la consigne de poussée T_r . Cette fonction représente le lieu du pôle du premier ordre apparent du propulseur. Elle est déterminée empiriquement en identifiant les résultats d'un ensemble d'échelons par un système du premier ordre. $\lambda_\nu(T_r)$ est généralement de la forme :

$$\lambda_\nu(T_r) = K_\nu \sqrt{T_r}$$

Avec K_ν une constante déterminée expérimentalement. Cette méthode offre généralement de meilleurs résultats que la méthode précédente, et surtout sur une plus grande plage de fonctionnement.

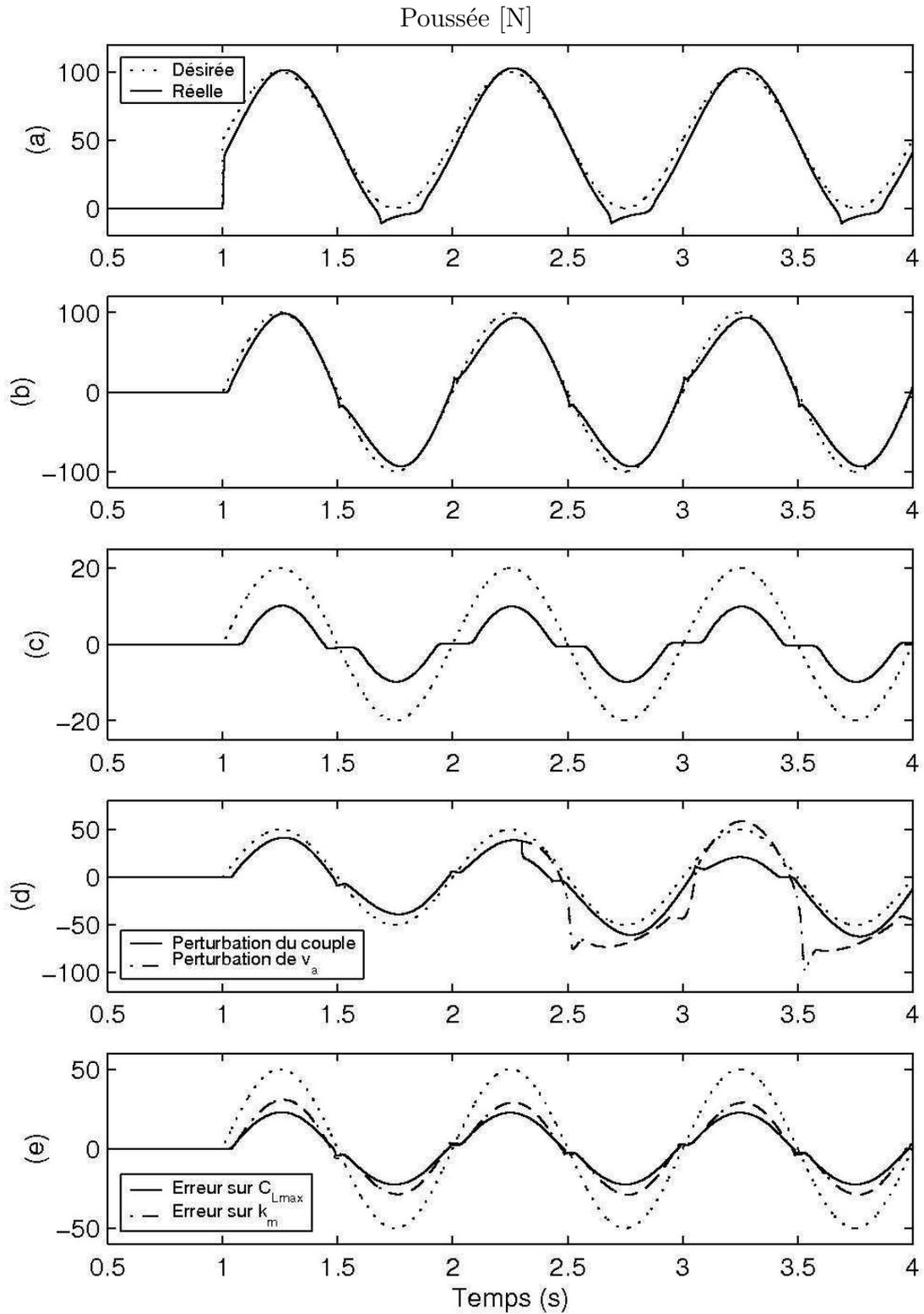


FIG. 2.7 – Commande FF: poussée en Newtons. (a) Consigne positive avec échelon; (b) Consigne de grande amplitude; (c) Consigne de petite amplitude; (d) Test de rejet de perturbations; (e) Test de robustesse.

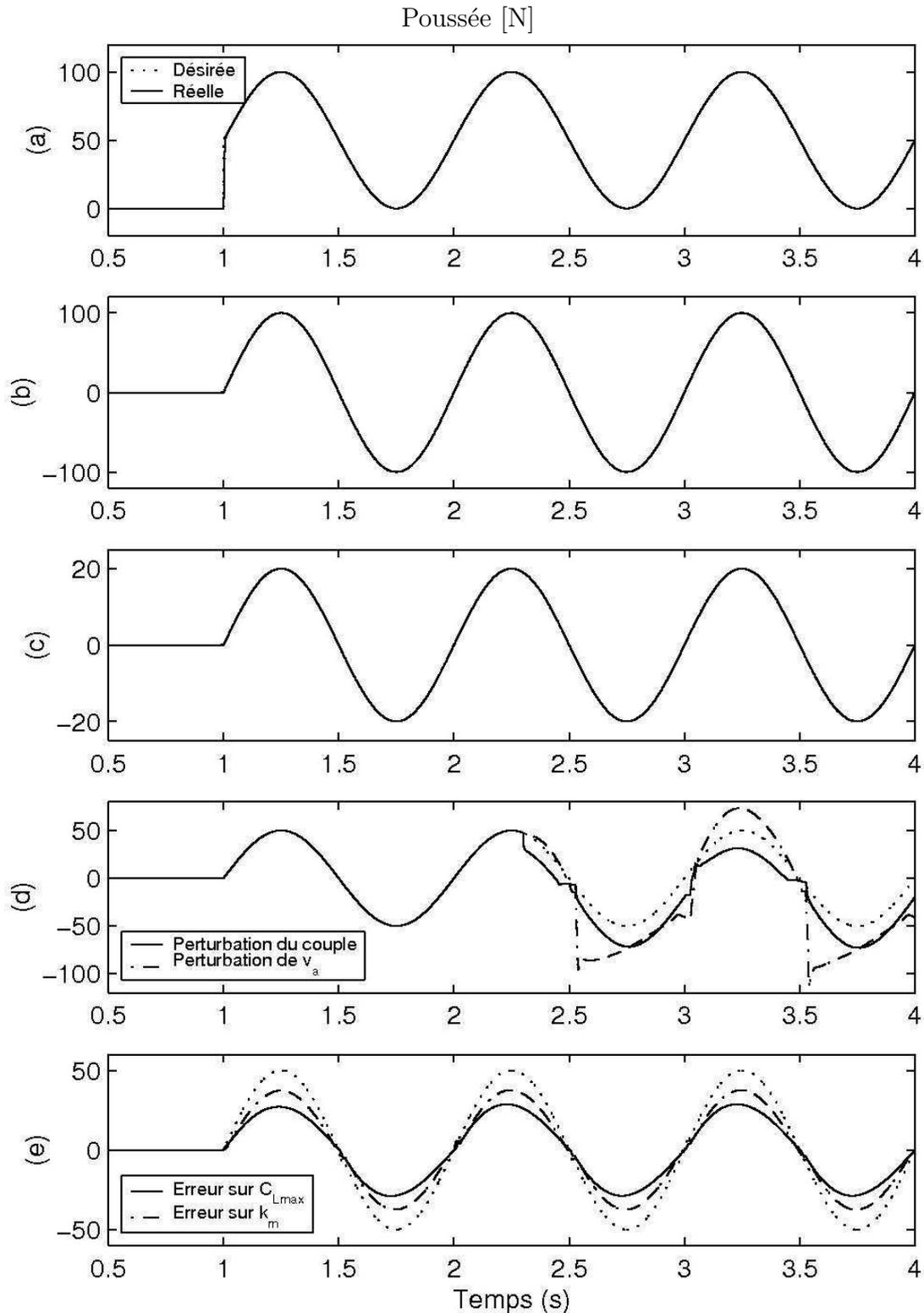


FIG. 2.8 – *Commande par modèle inverse : poussée en Newtons. (a) Consigne positive avec échelon ; (b) Consigne de grande amplitude ; (c) Consigne de petite amplitude ; (d) Test de rejet de perturbations ; (e) Test de robustesse.*

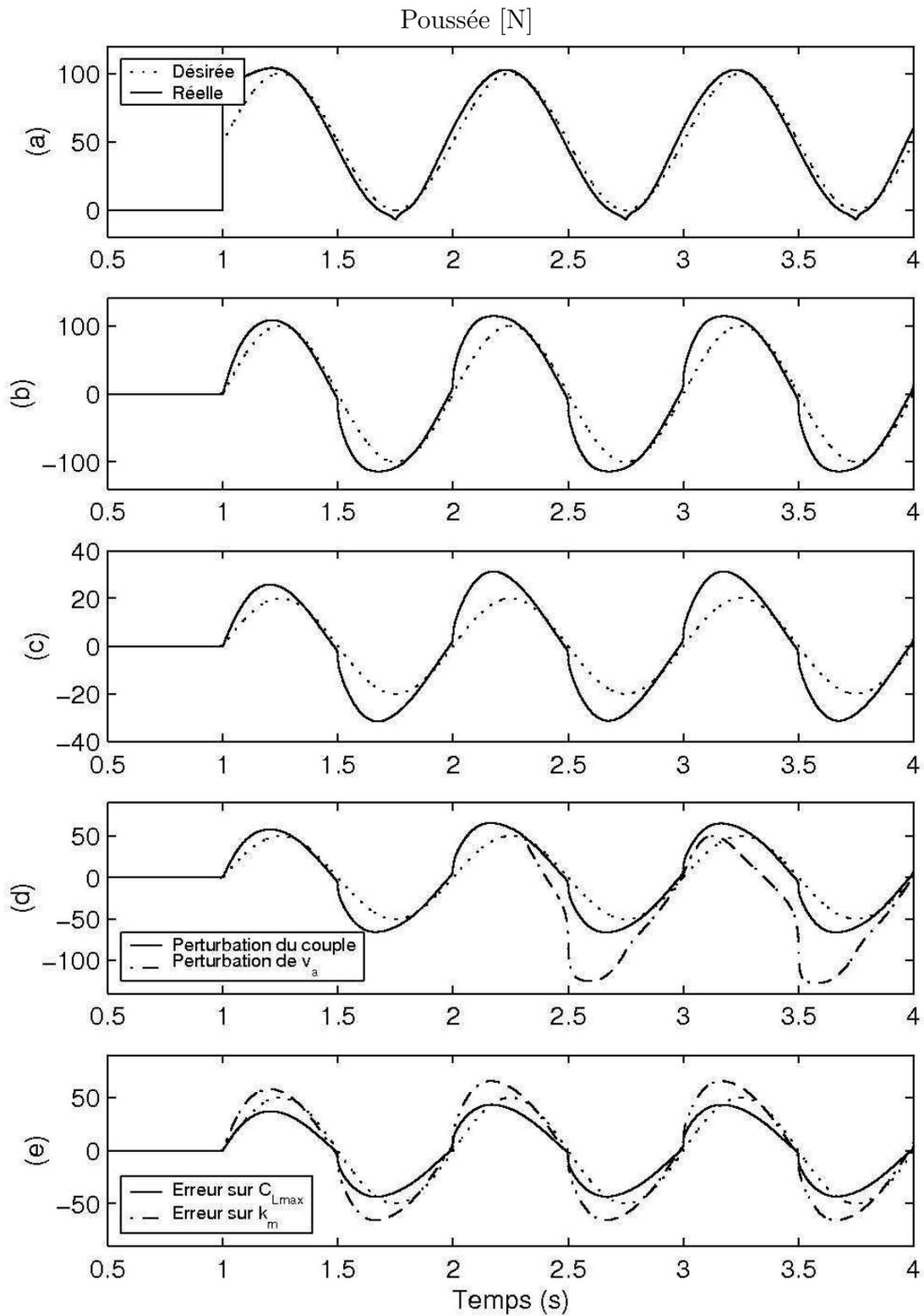


FIG. 2.9 – Commande FBV: poussée en Newtons. (a) Consigne positive avec échelon; (b) Consigne de grande amplitude; (c) Consigne de petite amplitude; (d) Test de rejet de perturbations; (e) Test de robustesse.

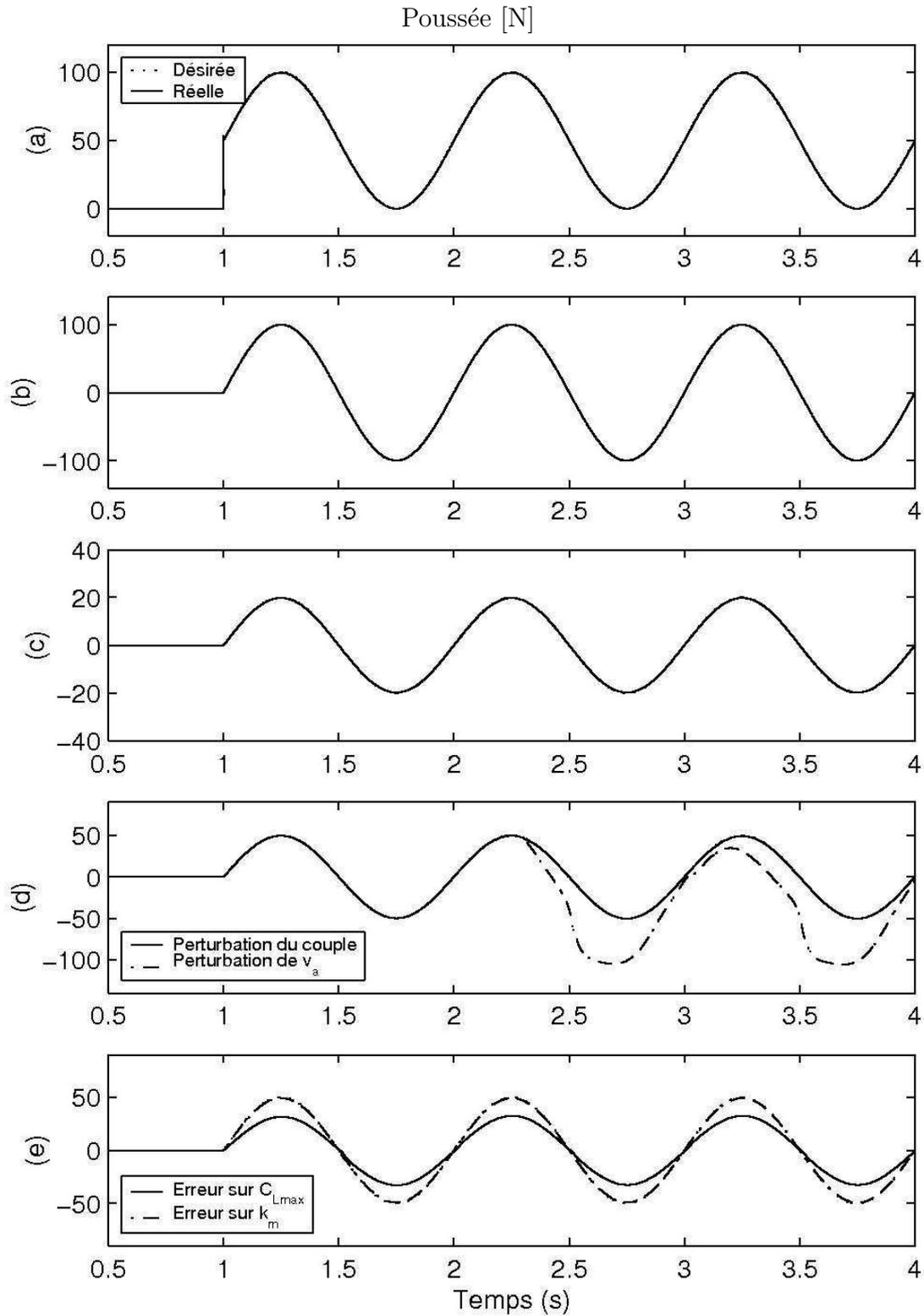


FIG. 2.10 – Commande MBV: poussée en Newtons. (a) Consigne positive avec échelon; (b) Consigne de grande amplitude; (c) Consigne de petite amplitude; (d) Test de rejet de perturbations; (e) Test de robustesse.

Chapitre 3

Commandes par observation du couple hydrodynamique

Sommaire

3.1	Estimation des grandeurs hydrodynamiques	63
3.1.1	Observation du couple hydrodynamique	63
3.1.2	Estimation de la vitesse axiale	77
3.1.3	Estimation de la poussée	82
3.2	Commandes à base d’observateur de couple	84
3.2.1	Amélioration de la commande MBV	84
3.2.2	Commandes par retour de la poussée	86
3.3	Robustesse	91
3.4	Conclusion	94

Introduction

Plusieurs commandes sans capteur de force ont été présentées dans le chapitre précédent. Tout d'abord la commande FF, qui de par sa simplicité est encore largement employée. Cette commande a été vue transformée en commande FBV par l'adjonction d'une boucle de régulation de la vitesse de rotation, puis en commande MBV grâce à l'utilisation du modèle inverse de l'aile portante. Les résultats de simulation ont effectivement montré que cette dernière commande était meilleure que les autres vis-à-vis du suivi de consigne, du rejet de perturbation et aussi, mais dans une moindre mesure, vis-à-vis de la robustesse. Tout cela sans utiliser de contrôleur complexe tel que dans les commandes adaptatives [Whi99b]. Parmi les commandes sans capteur de force la commande par modèle inverse a également été citée, mais elle accumule plus d'inconvénients que d'avantages. Enfin, la commande développée par l'équipe de Fossen a elle aussi été abordée, mais elle est peu intéressante car elle nécessite l'utilisation du modèle du véhicule [Fos02].

Cependant, hormis dans la commande utilisant le modèle du véhicule, aucun retour d'information de grandeurs hydrodynamiques n'est utilisé. La cause en est que ces grandeurs sont difficilement mesurables. Les grandeurs hydrodynamiques intéressantes sont la poussée T , le couple hydrodynamique Q , la vitesse axiale au niveau de l'hélice v_p et enfin la vitesse ambiante v_a . Cette dernière est la seule grandeur hydrodynamique mesurable facilement, et la seule qui le sera effectivement. Mais il n'est pas possible de reconstruire les autres grandeurs hydrodynamiques à partir de v_a sans utiliser le modèle du véhicule. Par contre, pour pouvoir contrôler le moteur, le variateur a besoin de connaître la vitesse de rotation Ω et le courant électrique I_m . Ces deux grandeurs sont donc mesurées et on peut les utiliser pour reconstruire les grandeurs hydrodynamiques [Gui05].

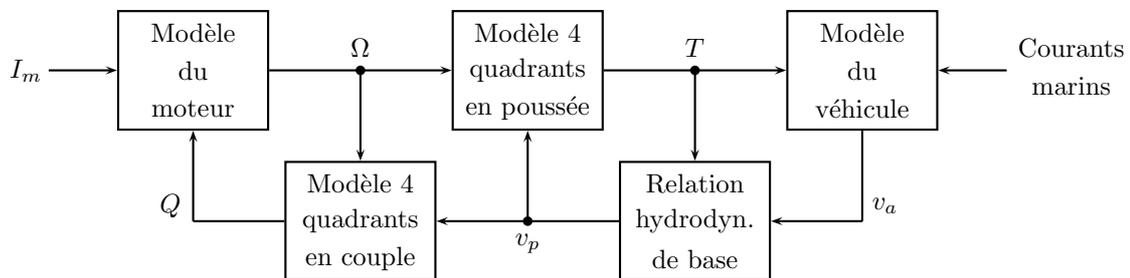


FIG. 3.1 – Interaction entre les principales grandeurs physiques du propulseur en modélisation dynamique.

Comme on le voit sur la figure 3.1, la grandeur hydrodynamique la plus proche de I_m et Ω est le couple hydrodynamique Q . Pour le reconstruire on utilise un

observateur de couple basé sur le modèle électromécanique du moteur. Connaissant le couple et la vitesse de rotation, on peut alors estimer v_p en utilisant le modèle quatre quadrants inverse en couple (le modèle quatre quadrants est un autre nom du modèle de l'aile portante). Disposant à présent de v_p et Ω , on peut alors calculer la valeur de la poussée par le modèle quatre quadrants en poussée. On a ainsi accès à l'ensemble des grandeurs hydrodynamiques. Notons cependant que seul Q est observé, v_p et T étant estimées. Le principe retenu est présenté figure 3.2. Cette méthode possède également l'avantage de pouvoir se passer du modèle du véhicule et de la relation hydrodynamique de base. Le propulseur peut ainsi être commandé indépendamment des caractéristiques du véhicule et fonctionne pour toute valeur de v_a et v_p (ce qui n'est pas le cas de la relation hydrodynamique de base).

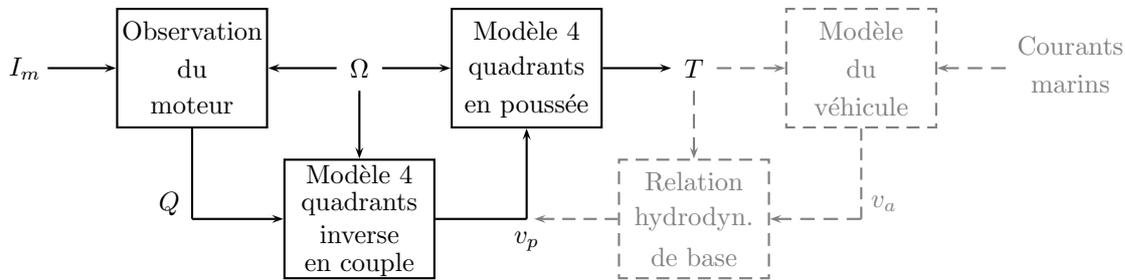


FIG. 3.2 – Principe d'estimation de Q , v_p et Ω à partir de Ω et I_m

Une fois que l'on a accès aux principales variables du modèle du propulseur, on peut utiliser ces variables pour les appliquer à des commandes en poussée. Une amélioration de la commande MBV sera alors envisagée. La disponibilité d'une estimation de la poussée permet également d'utiliser des commandes très basiques, telles que les commandes de type PID.

Les résultats présentés dans ce chapitre sont tous issus de simulations sous environnement Matlab/Simulink. Les modèles utilisés pour simuler le propulseur sont le modèle de l'aile portante pour l'hélice (voir 1.3.6) associé à la relation hydrodynamique de base (1.21). Le moteur est modélisé par une variante de l'équation (1.7). On définit la fonction $f_s(\Omega, \Gamma_e, Q)$ par :

$$f_s(\Omega, \Gamma_e, Q) = \begin{cases} f_s \cdot \text{signe}(\Omega) & \text{si } \Omega \neq 0 \\ \min(f_s, \Gamma_e + Q) & \text{si } \Omega = 0 \text{ et } (\Gamma_e + Q) \geq 0 \\ \max(-f_s, \Gamma_e + Q) & \text{si } \Omega = 0 \text{ et } (\Gamma_e + Q) < 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

Le modèle électromécanique utilisé est alors :

$$\dot{\Omega} = J_m^{-1}(K_m I_m - f_v \Omega - f_s(\Omega, \Gamma_e, Q) - Q) \quad (3.2)$$

Les paramètres utilisés pour les modèles hydrodynamiques et électromécaniques sont donnés en annexe A. Ces paramètres sont pour la plupart issus de bancs d'essais décrits dans la littérature et quelques uns, notamment les paramètres électromécaniques, sont issus de mesures sur le banc d'essais développé à l'IREENA et décrit au chapitre 4.

Afin d'obtenir plus de réalisme dans les simulations, des bruits blancs sont ajoutés sur la consigne de courant et les mesures de Ω et v_a . Les variances utilisées pour la consigne de courant et Ω ont été mesurées sur le banc d'essais de l'IREENA. Pour la variance de v_a une estimation a été faite à partir des mesures réalisées à l'aide du vélocimètre à effet Doppler. Finalement les variances des bruits de I_{mr} , Ω et v_a valent respectivement $2 \cdot 10^{-3} \text{ A}^2$, $0,01 \text{ rad}^2/\text{s}^2$ et $0,04 \text{ m}^2/\text{s}^2$.

Pour que les résultats des simulations puissent être comparés entre eux, ce sont toujours les mêmes profils de référence qui ont été retenus. Ces profils sont définis annexe B. Enfin, la vitesse ambiante v_a a été fixée pour l'ensemble des simulations à -1 m/s , car il est apparu que pour les profils utilisés, cette valeur de v_a rendait l'observation et la régulation plus difficile.

3.1 Observation et estimation des grandeurs hydrodynamiques

3.1.1 Observation du couple hydrodynamique

La seule grandeur observable est le couple hydrodynamique Q . Cette observation est réalisée à partir du modèle électromécanique du moteur et des variables I_m et Ω . Le couple n'est pas un état interne du moteur à proprement parler, mais une perturbation. En prenant une fréquence d'échantillonnage suffisamment grande pour l'observateur, on peut considérer que cette perturbation varie assez lentement pour être considérée comme quasi-constante. Le couple peut ainsi être modélisé comme un état constant du moteur, c'est à dire dont la dérivée est nulle. C'est ensuite à l'observateur de corriger cette valeur pour la faire correspondre à la réalité. Pour ce faire, trois observateurs ont été testés : l'observateur de Luenberger, le filtre de Kalman et le filtrage particulière.

3.1.1.1 Observateur de Luenberger Etendu

Soit le système d'état linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ y = CX \end{cases} \quad (3.3)$$

avec X le vecteur d'état, U le vecteur d'entrée du système et y sa sortie. L'observateur de Luenberger prend alors la forme suivante [dL96] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (3.4)$$

avec L le gain de l'observateur.

En temps discret, l'observateur de Luenberger devient :

$$\begin{cases} \hat{X}_k = A_d\hat{X}_{k-1} + B_dU_{k-1} + L_d(y_{k-1} - \hat{y}_{k-1}) \\ \hat{y}_{k-1} = C\hat{X}_{k-1} \end{cases} \quad (3.5)$$

avec :

$$\begin{cases} A_d = e^{A \cdot T_e} \\ B_d = \int_0^{T_e} e^{A\tau} d\tau \cdot B \\ L_d = \int_0^{T_e} e^{A\tau} d\tau \cdot L \end{cases}$$

et T_e la période d'échantillonnage. Si T_e est faible, on peut alors approximer A_d , B_d et L_d par :

$$\begin{cases} A_d = I + A \cdot T_e \\ B_d = B \cdot T_e \\ L_d = L \cdot T_e \end{cases}$$

En fonction de la valeur du gain, l'observateur va réagir différemment. Si L est trop grand, les bruits sont amplifiés. Si L est trop petit, l'observateur est lent. Une technique couramment employée pour calculer L d'une façon générale, est le placement des pôles de l'observateur. Les pôles de l'observateur étant égaux aux valeurs propres de $(A - LC)$, la méthode du placement de pôle revient à effectuer un choix judicieux des pôles que l'on souhaite donner à l'observateur, puis à calculer L de façon à ce que les valeurs propres de $(A - LC)$ soient égales à ses pôles. Les pôles sont généralement choisis plus lents que les pôles de la commande, ce qui permet de filtrer une partie des bruits du système. Cette méthode est également valable en discret.

Si la variation des états est non linéaire, alors on emploie la forme étendue de l'observateur de Luenberger :

$$\begin{cases} \hat{X}_k = F_d(\hat{X}_{k-1}, U_{k-1}) + B_dU_{k-1} + L_d(y_{k-1} - \hat{y}_{k-1}) \\ \hat{y}_{k-1} = C\hat{X}_{k-1} \end{cases}$$

avec F_d une fonction de \hat{X} et de U . Pour utiliser la méthode du placement de pôle, on définit alors la matrice A_d comme étant la matrice Jacobienne des dérivées partielles

de F_d par rapport à \hat{X} :

$$A_d = \frac{\partial F_d}{\partial \hat{X}}(\hat{X}_k, U_k)$$

Dans notre cas, le système à observer est le suivant :

$$\begin{cases} \dot{\Omega} = J_m^{-1}(K_m I_m - f_v \Omega - f_s \text{signe}(\Omega) - Q) \\ \dot{Q} = f(t) \\ y = \Omega \end{cases} \quad (3.6)$$

avec $f(t)$ une fonction qui dépend du temps. On suppose que Q varie lentement dans le temps. On peut donc poser : $\dot{Q} = 0$. Soit :

$$\begin{cases} \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\Omega} \\ \dot{Q} \end{bmatrix}}_{\hat{X}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-f_v}{J_m} & \frac{-1}{J_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega \\ Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-f_s \text{signe}(\Omega)}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix}}_{F(X,U)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{K_m}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix}}_B I_m \\ y = \Omega \end{cases} \quad (3.7)$$

la fonction ‘‘signe’’ étant constante par morceaux, on en déduit facilement la matrice jacobienne A :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-f_v}{J_m} & \frac{-1}{J_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

L’observateur de Luenberger Etendu associé à ce modèle est donc :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\hat{\Omega}} \\ \dot{\hat{Q}} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-f_v}{J_m} & \frac{-1}{J_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Omega} \\ \hat{Q} \end{bmatrix}}_A + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-f_s \text{signe}(\hat{\Omega})}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix}}_{M(\hat{\Omega})} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{K_m}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix}}_B I_m + L (\Omega_k - \hat{\Omega}) \\ \hat{y}_k = \hat{\Omega} \end{cases} \quad (3.9)$$

La forme discrète de l’observateur est alors :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_d X_k + M_d(\hat{\Omega}_k) + B_d \cdot I_m + L_d (\Omega_k - \hat{\Omega}_k) \\ \hat{y} = \hat{\Omega} \end{cases} \quad (3.10)$$

avec :

$$\begin{cases} A_d = e^{A \cdot T_e} \\ M_d(\hat{\Omega}) = \int_0^{T_e} e^{A \tau} d\tau \cdot M(\hat{\Omega}) \\ B_d = \int_0^{T_e} e^{A \tau} d\tau \cdot B \\ L_d = \int_0^{T_e} e^{A \tau} d\tau \cdot L \end{cases} \quad (3.11)$$

Les pôles de commande n’étant pas définis, les pôles de l’observateur sont choisis en fonction de la dynamique du système. On a précédemment fait l’hypothèse que

la dynamique du courant électrique était négligeable devant les autres dynamiques du système. Pour que cela reste vrai, on prendra les pôles de l'observateur au moins dix fois plus lents que le pôle électrique du moteur. D'un autre côté, la réponse du système à un échelon de courant fait apparaître un phénomène assimilable à la présence d'un ou plusieurs zéros. Pour pouvoir observer cette réaction rapide du système, il est donc nécessaire d'avoir un observateur vélocé, c'est à dire avec des pôles de valeur élevée. Au final, on souhaite donc placer les deux pôles de l'observateur à un dixième du pôle du modèle électrique du moteur, soit $1/(10 \cdot \tau_i)$, c'est à dire 100 rad/s.

Comme il y a de nombreux zéros dans les matrices de l'observateur et que les deux pôles sont identiques, il est assez facile de calculer les valeurs de L et L_d . On pose :

$$L = \begin{bmatrix} L_\Omega \\ L_Q \end{bmatrix}$$

On calcule alors les pôles ω_{obs} de l'observateur dans le domaine à temps continu. Cela revient à trouver les racines du polynôme caractéristique, défini comme étant le déterminant de $\omega_{obs} \cdot I - (A - LC)$:

$$\begin{aligned} |\omega_{obs} \cdot I - (A - LC)| &= \left| \begin{bmatrix} \omega_{obs} + \frac{f_v}{J_m} + L_\Omega & \frac{1}{J_m} \\ L_Q & \psi \end{bmatrix} \right| \\ |\omega_{obs} \cdot I - (A - LC)| &= \omega_{obs}^2 + \left(L_\Omega + \frac{f_v}{J_m} \right) \omega_{obs} - \frac{L_Q}{J_m} \end{aligned}$$

D'où :

$$\begin{aligned} \omega_{obs.1} &= \frac{-\frac{f_v}{J_m} - L_\Omega + \sqrt{\Delta}}{2} \\ \omega_{obs.2} &= \frac{-\frac{f_v}{J_m} - L_\Omega - \sqrt{\Delta}}{2} \end{aligned}$$

avec :

$$\Delta = \left(\frac{f_v}{J_m} + L_\Omega \right)^2 + 4 \frac{L_Q}{J_m}$$

Or on souhaite $\omega_{obs.1} = \omega_{obs.2} = \omega_{obs}$, ce qui implique donc :

$$\begin{cases} \Delta = 0 \\ \omega_{obs} = \frac{-\frac{f_v}{J_m} - L_\Omega}{2} \end{cases}$$

$$\boxed{\begin{cases} L_\Omega = -\frac{f_v}{J_m} - 2\omega_{obs} \\ L_Q = -J_m \omega_{obs}^2 \end{cases}} \quad (3.12)$$

Il ne reste plus qu'à effectuer la transformée décrite en (3.11) pour trouver L_d .

Le résultat de l'observation du couple est visible figure 3.3. Les résultats sont tout à fait satisfaisants. La majorité des erreurs sont dues au temps de traînage

de l'observateur. Deux autres erreurs ont cependant d'autres origines. La première se situe à environ 9,57s. Elle a pour origine une rapide "ondulation" du couple hydrodynamique lors du changement de sens de rotation de l'hélice. La seconde erreur apparaît à partir d'environ 13,5s. Ce problème est dû à la non-observabilité du couple lorsque la vitesse de rotation est nulle. En effet, lorsque $\Omega = 0$, les frottements secs empêchent la rotation de l'arbre moteur tant que la somme des autres couples ne dépasse pas la valeur des frottements secs.

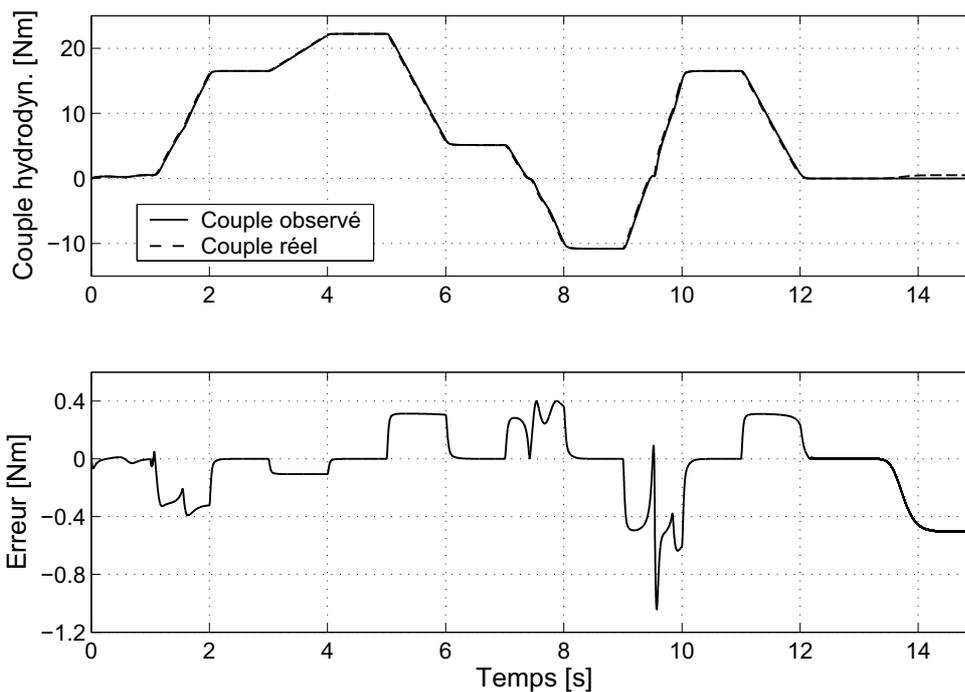


FIG. 3.3 – Observation de Q par observateur de Luenberger. Système non bruité. $v_a = -1$ m/s.

Cependant la simulation présentée ne comprenait pas de bruit. Mais si à présent on rajoute du bruit, on se rend compte, comme le montre la figure 3.4, que l'influence de celui-ci est assez faible. Finalement, l'observateur de Luenberger semble être bien adapté à l'observation du couple hydrodynamique.

3.1.1.2 Filtre de Kalman Etendu Stationnaire

Bien que l'observateur de Luenberger donne de bons résultats, nous nous intéressons également au filtre de Kalman pour l'observation du couple hydrodynamique. Le filtre de Kalman est en effet un filtre optimal pour l'observation de signaux bruités par des bruits blancs gaussiens. Le modèle complet du propulseur avec les bruits est

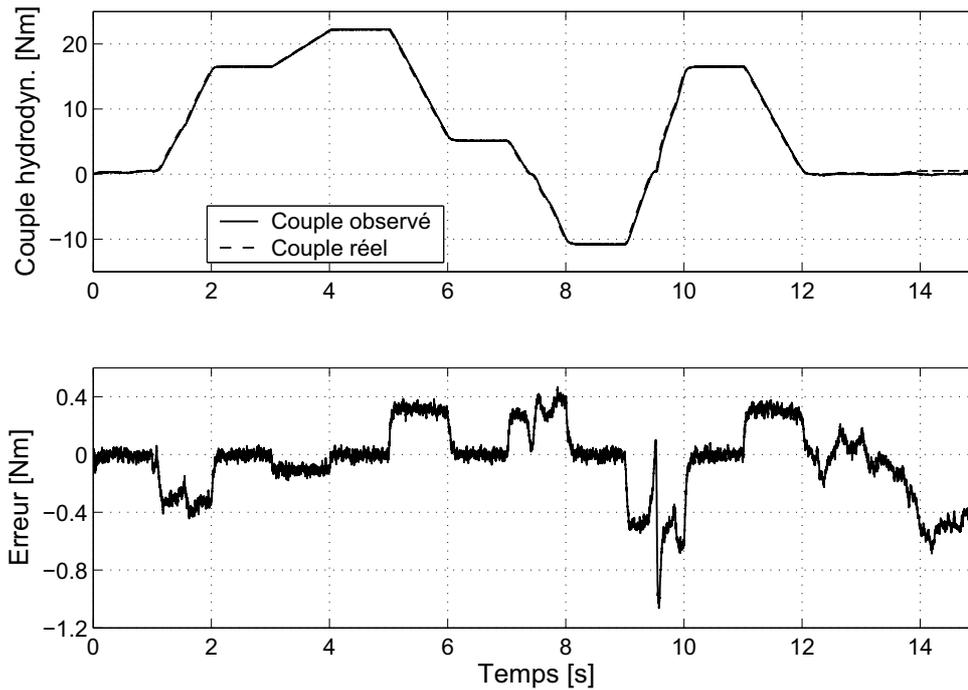


FIG. 3.4 – Observation de Q par observateur de Luenberger. Système bruité. $v_a = -1$ m/s.

le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\Omega} \\ \dot{Q} \end{bmatrix}}_{\dot{X}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-f_v}{J_m} & \frac{-1}{J_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{F(X,U)} \underbrace{\begin{bmatrix} \Omega \\ Q \end{bmatrix}}_{X} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-f_s \text{signe}(\Omega)}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{K_m}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B} I_m + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{K_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{G} \underbrace{\begin{bmatrix} W_{I_m} \\ 0 \end{bmatrix}}_{W} \\ y = \Omega + V_\Omega \end{array} \right. \quad (3.13)$$

avec W_{I_m} le bruit sur la consigne de courant. Ce bruit est transmis à la variable d'état Ω via la matrice G . Le "1" qui apparaît dans cette matrice sera utile plus tard, lorsque les variations de Q seront assimilées à un bruit W_Q . Enfin V_Ω est le bruit de mesure de la vitesse Ω . A partir de ce modèle on calcule les matrices A_d , $M_d(\Omega)$ et B_d de la même façon que pour l'observateur de Luenberger à partir des équations (3.8) et (3.11). G_d est calculé par la même méthode que $M_d(\Omega)$ et B_d :

$$G_d = \int_0^{T_e} e^{A\tau} d\tau \cdot G \quad (3.14)$$

Comme pour l'observateur de Luenberger, c'est en fait une version étendue du filtre qui est utilisée afin de prendre en compte les frottements secs. Son algorithme

en temps discret est le suivant [Wel01] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{X}_{[k+1,k]} = A_d \hat{X}_{[k,k]} + M_d(\hat{\Omega}_{[k]}) + B_d U_{[k]} \\ P_{[k+1,k]} = A_d P_{[k,k]} A_d^T + G_d \Xi G_d^T \\ K_{[k+1]} = P_{[k+1,k]} C^T (C P_{[k+1,k]} C^T + R)^{-1} \\ \hat{X}_{[k+1,k+1]} = \hat{X}_{[k+1,k]} + K_{[k+1]} (\Omega_{[k+1]} - C \hat{X}_{[k+1,k]}) \\ P_{[k+1,k+1]} = P_{[k+1,k]} - K_{[k+1]} C P_{[k+1,k]} \end{array} \right. \quad (3.15)$$

Tout comme A_d , B_d et $M_d(\hat{\Omega})$, C , \hat{X} et U sont les mêmes que ceux définis pour l'observateur de Luenberger. Ξ et R sont les matrices de variance-covariance des bruits d'état et de mesure. Ξ et R sont définies par :

$$\begin{aligned} \Xi &= \begin{bmatrix} \sigma_i^2 & 0 \\ 0 & \sigma_Q^2 \end{bmatrix} \\ R &= \sigma_\Omega^2 \end{aligned}$$

σ_i représente l'écart type du bruit W_{I_m} capté par le câble reliant l'unité de contrôle au variateur. σ_Ω est la variance du bruit V_Ω sur la mesure de la vitesse de rotation. Enfin, σ_Q n'est pas l'écart type d'un bruit sur le couple, mais représente la dynamique du couple hydrodynamique. C'est par un choix judicieux de σ_Q que l'on permet au filtre de Kalman d'observer le couple hydrodynamique. Cependant, il n'y a pas de méthode spécifique pour déterminer sa valeur. Il faut donc procéder par essais successifs. Il reste donc encore un paramètre à déterminer. D'un autre côté, grâce à cet unique paramètre on peut choisir la dynamique de l'observateur, et donc ainsi le compromis que l'on trouve le plus acceptable entre retard de l'observation et filtrage du bruit.

Les paramètres du système étant invariants avec le temps, on peut se contenter d'utiliser un filtre de Kalman stationnaire. Le gain K (ou gain de Kalman) est alors remplacé par le gain K_∞ calculé comme suit :

$$K_\infty = \lim_{k \rightarrow \infty} K_{[k]} \quad (3.16)$$

Si la période d'échantillonnage est choisie suffisamment petite, ce filtre est équivalent à un filtre de Luenberger. Seule la méthode de calcul du gain K différencie alors le filtre de Kalman de l'observateur de Luenberger associé à la méthode du placement de pôle. L'algorithme du filtre est alors le suivant [Aug99] :

$$\boxed{\left\{ \begin{array}{l} \hat{X}_{[k+1,k]} = A_d \hat{X}_{[k,k]} + M_d(\hat{\Omega}_{[k]}) + B_d U_{[k]} \\ \hat{X}_{[k+1,k+1]} = \hat{X}_{[k+1,k]} + K_\infty (\Omega_{[k+1]} - C \hat{X}_{[k+1,k]}) \end{array} \right.} \quad (3.17)$$

Le gain K_∞ peut être déterminé de deux façons différentes. La première façon est d'utiliser l'algorithme (3.15). On initialise $P_{[0,0]}$ avec des grandeurs assez élevées, puis on itère l'algorithme un grand nombre de fois. On obtient alors une valeur approchée de K_∞ . La seconde façon est de résoudre le système de Riccati discret suivant :

$$\begin{cases} P_P = A_d P_E A_d^T + G_d \Xi G_d^T \\ P_E = P_P - P_P C^T (C P_P C^T + R)^{-1} C P_P \\ K_\infty = P_P C^T (C P_P C^T + R)^{-1} \end{cases} \quad (3.18)$$

En choisissant $\sigma_Q = 3 \cdot 10^3$ Nm, on obtient à peu près les mêmes performances qu'avec l'observateur de Luenberger réglé par placement de pôles. Mais l'optimisation du gain K_∞ vis à vis des bruits permet de diminuer l'amplitude du bruit sur le couple observé (voir figure 3.5). Le calcul du gain de l'observateur par la méthode de Kalman apporte donc une réelle amélioration de l'observateur.

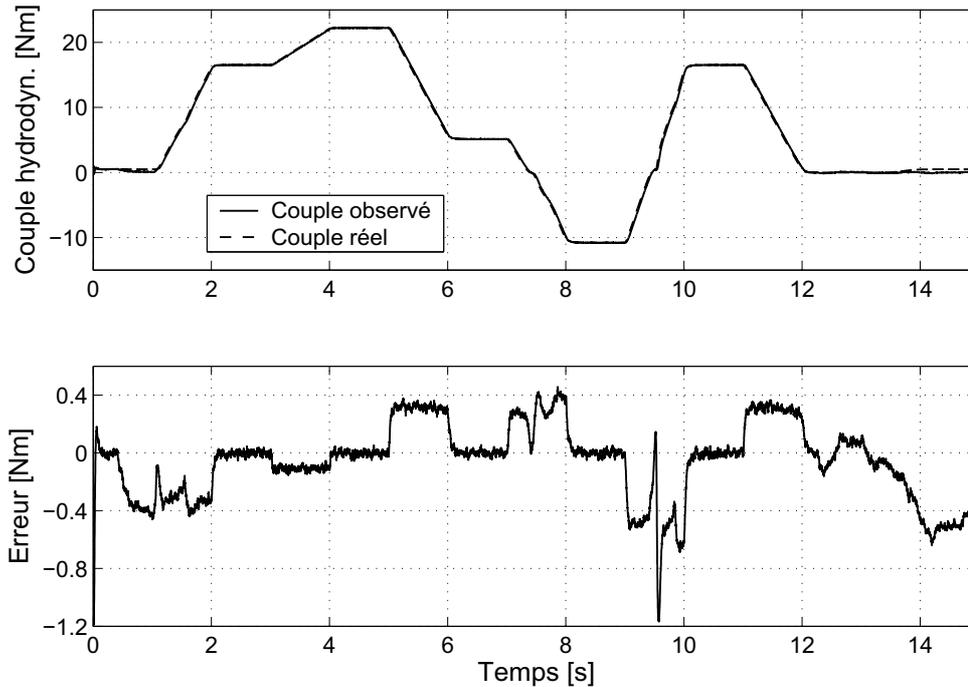


FIG. 3.5 – Observation de Q par filtre de Kalman étendu stationnaire.
 $\sigma_Q = 3 \cdot 10^3$ Nm. $v_a = -1$ m/s.

Cependant, on a à présent une erreur en suivi de consigne beaucoup plus importante que l'amplitude du bruit. σ_Q va donc être augmenté afin de trouver un meilleur compromis entre erreur de suivi et bruit. A la suite de plusieurs essais, la valeur retenue pour σ_Q est de $3 \cdot 10^4$ Nm. La figure 3.6 montre que l'erreur de suivi et l'amplitude du bruit sont alors du même ordre de grandeur. L'erreur totale étant alors la plupart du temps inférieure à 0,2 Nm. Cette valeur est à comparer aux plus de 20 Nm que peut délivrer le propulseur, soit un rapport de plus de cent entre l'am-

plitude maximale du couple hydrodynamique et l'erreur d'observation. Par contre, pour les mêmes raisons que pour l'observateur de Luenberger, le filtre de Kalman ne peut pas observer le couple lorsque la vitesse de rotation est nulle. Ceci explique les erreurs importantes en début et en fin de simulation, où Ω vaut zéro.

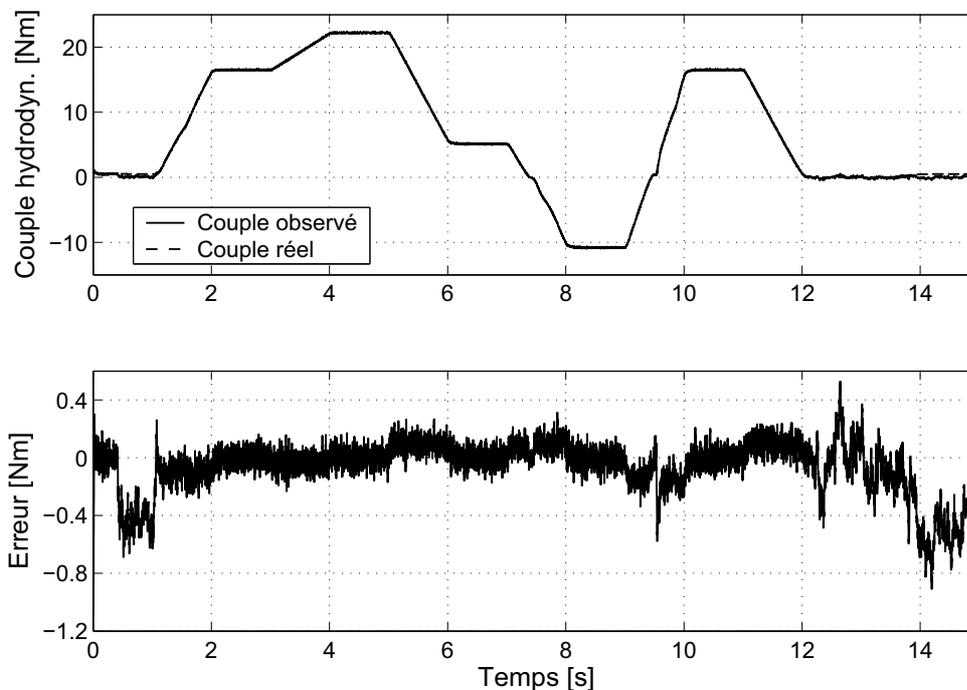


FIG. 3.6 – Observation de Q par filtre de Kalman étendu stationnaire.
 $\sigma_Q = 3 \cdot 10^4$ Nm. $v_a = -1$ m/s.

3.1.1.3 Filtrage particulaire

Le filtrage particulaire est une méthode globale qui repose sur une exploration de l'espace d'état du système par des “particules” dont la dynamique évolue de façon aléatoire. L'ensemble de ces particules est distribué selon la probabilité du processus à estimer. Cette méthode est applicable quelle que soit la complexité des équations du problème, notamment en termes de non linéarité et de bruits non-gaussiens [DIG96].

L'estimateur particulaire est dans sa version la plus simple constitué de N “particules” qui évoluent en parallèle. Chaque particule évolue en fonction des mesures relevées par les capteurs à l'instant d'échantillonnage t , et simule une “trajectoire” possible, c'est à dire l'évolution d'un processus respectant les mêmes équations que le processus à estimer. Chaque particule fournit en sortie deux informations :

- un vecteur d'état de même structure que le vecteur d'état du processus à estimer,

- une grandeur scalaire appelée poids, représentative de la probabilité que ce vecteur soit celui du processus à estimer.

Pour un nombre N de particules suffisamment élevé, on montre que l'ensemble des états des particules pondérés par leurs poids respectifs est représentatif de la loi de probabilité conditionnelle du vecteur d'état du processus. En pratique, et afin d'augmenter la capacité exploratoire de l'estimateur, sans pour cela augmenter le nombre de particules, on redistribue périodiquement les N particules sur leurs supports ; cette redistribution s'effectuant conformément à la probabilité de chacun des supports. Cette procédure permet de concentrer la capacité exploratoire du réseau de particules dans les zones où la probabilité est maximale, augmentant ainsi la précision de l'estimation.

Dans le cas de l'observation du couple hydrodynamique, le filtre est discrétisé et sa fréquence d'échantillonnage est fixée à 1 kHz. A chaque pas de calcul le filtre effectue les opérations suivantes [Aru02] :

Etape 1, la prédiction : On calcule pour chaque particule i , $i = 1 \dots N$, l'état suivant de la trajectoire de la particule. Le système d'état utilisé pour la prédiction est très proche de ceux employés avec l'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman. Il en reprend donc les notations :

$$\boxed{\begin{bmatrix} \hat{\Omega}_{[k+1]}^i \\ \hat{Q}_{[k+1]}^i \end{bmatrix} = A_d \begin{bmatrix} \hat{\Omega}_{[k]}^i \\ \hat{Q}_{[k]}^i \end{bmatrix} + M_d(\Omega_{[k]}) + B_d \cdot I_{m[k]} + G_d \begin{bmatrix} W_{I_m[k]} \\ W_Q[k] \end{bmatrix}} \quad (3.19)$$

avec T_e la période d'échantillonnage du filtre et W_{I_m} une variable aléatoire de même caractéristique que le bruit lié au courant électrique. Tout comme c'était le cas avec le filtre de Kalman, W_Q n'est pas lié à un bruit mais est une variable aléatoire sensée représenter la dynamique du couple hydrodynamique.

Etape 2, la pondération : soit $V_{\Omega[k]}$ le bruit de mesure de la vitesse de rotation Ω , la loi de probabilité $\phi_{V_{\Omega}}$ de $V_{\Omega[k]}$ étant connue. La valeur mesurée vaut alors :

$$y_{[k]} = \Omega_{[k]} + V_{\Omega[k]} \quad (3.20)$$

Si \hat{y}^i est l'estimation de la mesure de la particule i telle que $\hat{y}_k^i = \hat{\Omega}_k^i$, alors pour chaque particule i on peut calculer l'écart entre la mesure réelle et la mesure estimée :

$$\varepsilon_{[k]}^i = y_{[k]} - \hat{y}_{[k]}^i \approx V_{\Omega[k][k]} \quad (3.21)$$

On en déduit donc que cette erreur suit globalement, à l'incertitude près sur les variables d'état, la loi de probabilité de V_k . Connaissant cette loi, chacune

des particules est alors pondérée comme suit :

$$\nu_{[k]}^i = \frac{\phi_{V_\Omega}(\varepsilon_{[k]}^i)}{\sum_{i=1}^N \phi_{V_\Omega}(\varepsilon_{[k]}^i)} \quad (3.22)$$

avec ν_k^i le poids de la particule i .

Etape 3, l'estimation : La sortie du filtre est calculée tout simplement en pondérant la sortie de chaque particule par son propre poids :

$$\hat{Q}_{[k]} = \sum_{i=1}^N \left(\nu_{[k]}^i \cdot \hat{Q}_{[k]}^i \right) \quad (3.23)$$

Etape 4, la redistribution : à chaque pas de calcul, l'heuristique est calculée comme suit :

$$N_{eff[k]} = \frac{2}{N \sum_{i=1}^N \nu_{[k]}^i{}^2} \quad (3.24)$$

avec $N_{eff,k}$ le nombre de particules efficaces. Si ce nombre devient trop faible, alors on redistribue les particules. La redistribution se fait en faisant N tirages parmi les N particules déjà existantes. A chaque tirage, la probabilité que la particule tirée $\xi_{\{k+\}}^j$ soit la particule $\xi_{\{k\}}^i$ est égale au poids de cette dernière :

$$P(\xi_{\{k+\}}^j = \xi_{\{k\}}^i) = \nu_{[k]}^i \quad (3.25)$$

A présent vient le choix des paramètres du filtre. Pour la loi ϕ_{V_Ω} , bien que tout type de loi puisse être utilisé, nous nous contenterons de supposer que le bruit est blanc et gaussien. Cela permet de simplifier les simulations et de n'utiliser que des générateurs de bruit blanc pour celles-ci. Pour les bruits internes du système, il n'y a pas vraiment de règle, surtout si les lois de probabilité de ceux-ci sont inconnues. Il faut donc trouver les caractéristiques de ces bruits par tâtonnement. Cependant l'utilisation d'un bruit gaussien, dont l'avantage est de ne pas produire de valeurs bornées, donne de meilleurs résultats qu'une répartition uniforme. Les écarts types des bruits W_{I_m} et V_Ω sont pris égaux aux écarts types mesurés (ou injectés dans le cas de la simulation). L'écart type du pseudo-bruit W_Q doit par contre être trouvé par essais successifs. S'il est trop petit, l'observateur décroche et n'arrive plus à suivre la variation du couple. S'il est trop grand, le bruit en sortie de l'observateur est trop important. Finalement l'écart type de W_Q est pris égal à

25 Nm. Le choix du nombre total de particules et du nombre minimum de particules efficaces pour la redistribution de \hat{Q} dépend également du système et un certain nombre de valeurs doivent être essayées. Les résultats des simulations présentés aux figures 3.7 et 3.8 comportent 1000 particules. Le nombre minimum de particules efficaces avant la redistribution des \hat{Q}^i a été pris égal à 40% du nombre total de particules. L'augmentation du nombre de particules diminue l'erreur mais au prix d'un supplément important de calculs. Il faut en effet quadrupler le nombre de particules pour diminuer de moitié l'erreur.

L'observation du couple hydrodynamique par filtrage particulaire est visible figure 3.7. On peut remarquer que l'observateur ne présente pas de retard visible mais a un bruit sur le couple observé un peu plus élevé qu'avec le filtre de Kalman. Cependant, si le filtre de Kalman avait été réglé avec une dynamique plus élevée, on aurait sûrement trouvé un résultat similaire, mais avec peut-être un petit peu moins de bruit puisque le filtre de Kalman est un filtre optimal pour un système bruité par des bruits gaussiens, alors que le filtrage particulaire est un filtre sous-optimal mais pouvant travailler avec n'importe quel bruit de densité de probabilité connue.

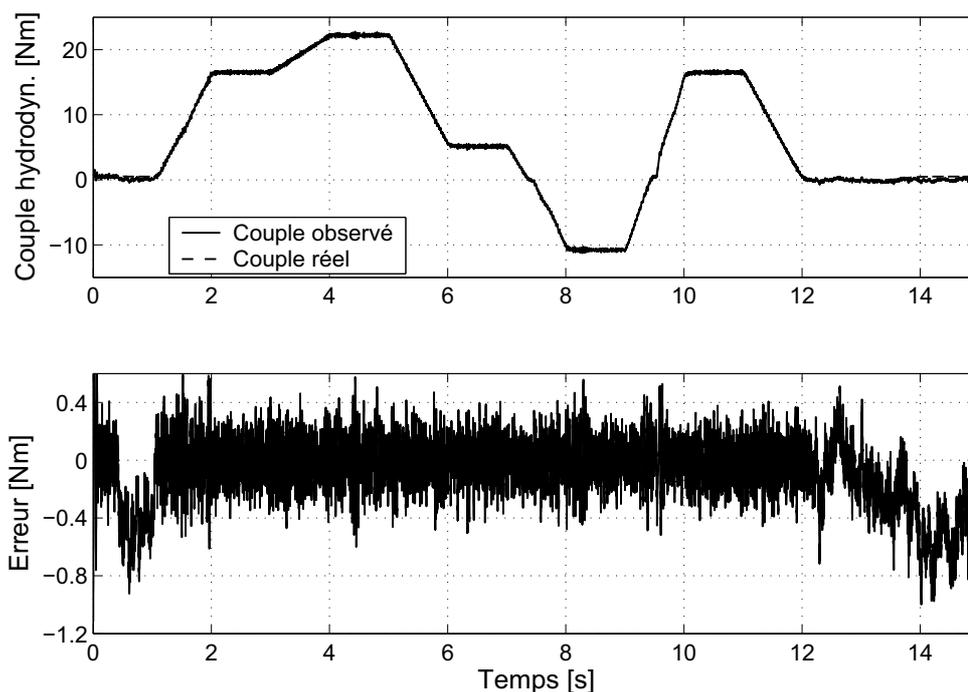


FIG. 3.7 – Observation de Q par filtrage particulaire. $\sigma_Q = 25$ Nm. $v_a = -1$ m/s.

Cependant, il est possible d'améliorer le filtrage particulaire en adaptant en temps réel la valeur de l'écart type σ_Q du bruit W_{I_m} . En effet, si l'on néglige l'inertie mécanique et les frottements, le couple hydrodynamique est alors égal au couple électromagnétique. Ainsi, même en tenant compte de l'inertie et des frottements,

la variation du couple hydrodynamique est donc proche de la dérivée du couple hydrodynamique. On peut alors poser σ_Q égal à la dérivée de Γ_e . Afin d'assurer la stabilité de l'observateur, σ_Q est augmenté de 20% par rapport à la valeur de la dérivée, et est tout de même limité à une valeur minimum de 5 Nm. La forme discrète est finalement la suivante :

$$\sigma_Q = \max \left(1,2 \cdot K_m \frac{|I_m[k] - I_m[k-1]|}{T_e}, 5 \right) \quad (3.26)$$

Comme le montre la figure 3.8, cette méthode améliore sensiblement la qualité de l'observation. Le niveau de bruit est notamment diminué lorsque le système est en régime permanent. Malgré de bons résultats, cette méthode reste grossière et pourrait encore être affinée.

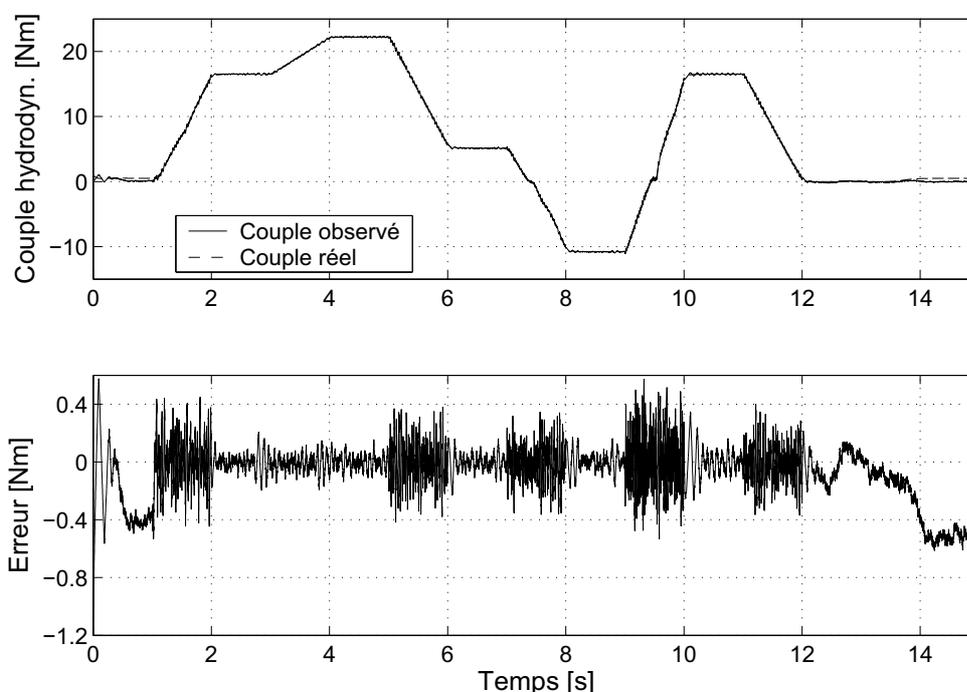


FIG. 3.8 – Observation de Q par filtrage particulaire. σ_Q proportionnel à la dérivée de Γ_e . $v_a = -1$ m/s.

Par contre le principal inconvénient du filtrage particulaire est la quantité de calculs très importante, qui peut rendre son application en temps réel assez délicate. On peut diminuer la quantité de calculs en diminuant le nombre de particules. Mais en contre-partie l'amplitude du bruit augmenterait. Il est également possible de distribuer les calculs sur plusieurs processeurs [Teu01]. Finalement, à moins de connaître précisément la nature des bruits et que ceux-ci aient une densité de probabilité assez éloignée d'une loi normale, le filtre de Kalman reste le meilleur compromis entre précision, rapidité et coût de calculs.

3.1.1.4 Choix d'un observateur

Comme nous l'avons vu, les trois observateurs, que ce soit l'observateur de Luenberger étendu (OLE), le filtre de Kalman étendu stationnaire (FKES) ou le filtrage particulière (FP), donnent des résultats tout à fait acceptables si le modèle est correctement identifié. Afin de s'en assurer, on pourrait utiliser une estimation en temps réel des paramètres électromécaniques du propulseur en se basant sur la connaissance du modèle du propulseur en régime permanent [Gui04]. Mais cette technique reste difficile et n'est pas encore complètement maîtrisée.

Si l'on s'intéresse en particulier à l'OLE et au FKES, on pourra noter qu'ils sont équivalents si la période d'échantillonnage T_e est suffisamment petite. Ce qui est le cas ici. Ce qui les différencie, c'est la méthode employée pour calculer le gain d'observation. Pour le FKES, la méthode employée pour calculer K_∞ est celle décrite par Kalman pour le filtre de Kalman classique. Cette méthode, bien adaptée aux bruits blancs, donne de meilleurs résultats que la méthode du placement de pôle utilisée avec l'OLE pour le calcul de L .

Le FP donne des résultats similaires aux deux filtres précédents, tant au niveau de la précision que de la dynamique. Cependant, le FP donne plus de possibilité d'adaptation de l'observateur au modèle, notamment pour prendre en compte les non linéarités, ainsi que pour l'utilisation du filtre avec des bruits non-Gaussiens, à condition que ces derniers soient clairement caractérisés. Mais le FP est très gourmand en ressources de calculs, ce qui le rend peu adapté aux calculs temp réel sur systèmes embarqués.

Finalement le FKES est un très bon compromis entre précision du suivi de consigne, dynamique et coût de calcul. C'est donc à présent ce filtre qui sera choisi pour l'observation du couple hydrodynamique Q , en particulier pour l'estimation de v_p et T et les commandes qui en découleront.

Résumé :

– Le modèle électromécanique du propulseur est le suivant :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\Omega} \\ \dot{Q} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-f_v}{J_m} & \frac{-1}{J_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \Omega \\ Q \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-f_s \text{signe}(\Omega)}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix}}_{M(\Omega)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{K_m}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix}}_B I_m + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{K_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_G \begin{bmatrix} W_{I_m} \\ 0 \end{bmatrix} \\ y = \Omega + V_\Omega \end{cases}$$

avec W_{I_m} et V_Ω les bruits de commande et de mesure, supposés blancs, et d'écart type σ_{I_m} et σ_Ω .

Suite page 77 \Rightarrow

Résumé (suite) :

- L'observation est réalisée avec le Filtre de Kalman Etendu Stationnaire car il donne de bons résultats et est économique en calculs. Son équation est la suivante :

$$\begin{cases} \hat{X}_{[k+1,k]} &= A_d \hat{X}_{[k,k]} + M_d(\Omega_{[k]}) + B_d U_{[k]} \\ \hat{X}_{[k+1,k+1]} &= \hat{X}_{[k+1,k]} + K_\infty \left(\Omega_{[k+1]} - C \hat{X}_{[k+1,k]} \right) \end{cases}$$

avec $K_\infty = \lim_{k \rightarrow \infty} K_{[k]}$.

- $K_{[k]}$ est défini par :

$$\begin{cases} P_{[k+1,k]} &= A_d P_{[k,k]} A_d^T + G_d \begin{bmatrix} \sigma_{I_m}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_Q^2 \end{bmatrix} G_d^T \\ K_{[k+1]} &= P_{[k+1,k]} C^T (C P_{[k+1,k]} C^T + \sigma_\Omega^2)^{-1} \\ P_{[k+1,k+1]} &= P_{[k+1,k]} - K_{[k+1]} C P_{[k+1,k]} \end{cases}$$

- σ_Q représente l'écart type de la "probabilité de variation de Q ". En pratique il permet de régler la dynamique de l'observateur.

3.1.2 Estimation de la vitesse axiale**3.1.2.1 Estimation de v_p par modèle inverse**

L'estimation de la vitesse axiale est réalisée par inversion du modèle hydrodynamique en couple (1.37). Dans un premier temps, nous supposons que l'estimation est réalisée à partir de Q et Ω , puis nous nous intéresserons à l'estimation à partir de \hat{Q} et $\hat{\Omega}$.

Le modèle hydrodynamique n'est pas inversible analytiquement. Une approche numérique doit donc être utilisée. Si l'on pose l'équation (1.37) sous la forme $Q = g(\Omega, v_p)$, le but est alors de trouver la valeur de \hat{v}_p tel que :

$$Q - g(\Omega, \hat{v}_p) = 0 \quad (3.27)$$

La variation de v_p étant très faible entre deux échantillonnages du système (c'est à dire toutes les 10^{-3} s), c'est la méthode de la sécante qui a été retenue [Rao02]. Cette méthode est en fait la variante numérique de la méthode de Newton-Raphson. La variation de v_p est si faible, qu'avec cette méthode seules deux itérations sont nécessaires pour obtenir de bons résultats.

Le principe de la méthode de la sécante est le suivant : l'algorithme est initialisé à partir de deux valeurs. Plus ces valeurs initiales sont proches de la valeur à trouver, et plus l'algorithme converge vite. A l'instant k , on choisit donc les valeurs de \hat{v}_p calculées lors des deux itérations de l'instant $k-1$, et notées $\hat{v}_{p[k-1,1]}$ et $\hat{v}_{p[k-1,2]}$. On peut alors calculer la première itération de \hat{v}_p à l'instant k en utilisant l'équation

suivante :

$$\hat{v}_{p[k,1]} = \frac{(Q_{[k]} - g(\Omega_{[k]}, \hat{v}_{p[k-1,2]})) \hat{v}_{p[k-1,1]} - (Q_{[k]} - g(\Omega_{[k]}, \hat{v}_{p[k-1,1]})) \hat{v}_{p[k-1,2]}}{(Q_{[k]} - g(\Omega_{[k]}, \hat{v}_{p[k-1,2]})) - (Q_{[k]} - g(\Omega_{[k]}, \hat{v}_{p[k-1,1]}))} \quad (3.28)$$

Pour la seconde itération, on remplace $\hat{v}_{p[k-1,1]}$ par $\hat{v}_{p[k-1,2]}$ et $\hat{v}_{p[k-1,2]}$ par $\hat{v}_{p[k,1]}$. On obtient alors l'équation suivante :

$$\hat{v}_{p[k,2]} = \frac{(Q_{[k]} - g(\Omega_{[k]}, \hat{v}_{p[k,1]})) \hat{v}_{p[k-1,2]} - (Q_{[k]} - g(\Omega_{[k]}, \hat{v}_{p[k-1,2]})) \hat{v}_{p[k,1]}}{(Q_{[k]} - g(\Omega_{[k]}, \hat{v}_{p[k,1]})) - (Q_{[k]} - g(\Omega_{[k]}, \hat{v}_{p[k-1,2]}))} \quad (3.29)$$

Le principe est représenté de façon graphique sur la figure 3.9.

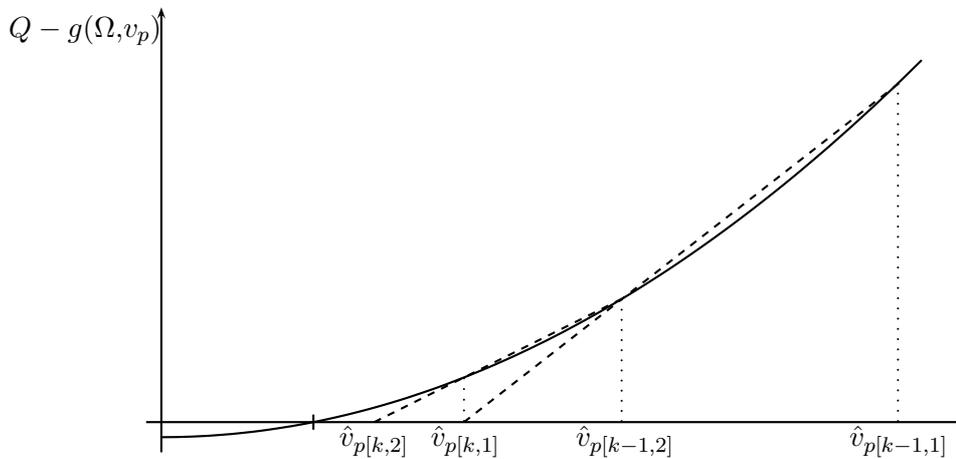


FIG. 3.9 – Principe de la méthode de la sécante

Cependant, même avec une fonction monotone sans point d'inflexion, la méthode de la sécante ne garantit pas que la dernière valeur calculée soit la plus proche du résultat à obtenir. La figure 3.10 montre un tel cas. C'est donc finalement la valeur de \hat{v}_p donnant la plus petite erreur qui est choisie :

$$\hat{v}_{p[k]} = \min \left(|Q_{[k]} - g(\Omega_{[k]}, \hat{v}_{p[k-1,1]})|, |Q_{[k]} - g(\Omega_{[k]}, \hat{v}_{p[k-1,2]})|, |Q_{[k]} - g(\Omega_{[k]}, \hat{v}_{p[k,1]})|, |Q_{[k]} - g(\Omega_{[k]}, \hat{v}_{p[k,2]})| \right) \quad (3.30)$$

Si l'on applique les grandeurs Q et Ω à l'estimateur de v_p et cela sans ajout de bruit, alors l'erreur obtenue entre \hat{v}_p et v_p est généralement inférieure à $10^{-5} m/s$, avec des pics d'erreur de l'ordre de $10^{-4} m/s$. Ces résultats montrent l'efficacité de l'estimateur sur un système idéal. Ils confirment également que deux itérations de l'algorithme de la sécante sont suffisantes pour obtenir un excellent résultat.

A présent l'estimateur est utilisé avec les valeurs observées de Q et Ω provenant du filtre de Kalman étendu décrit au 3.1.1.2. Les variables Q et Ω sont donc rem-

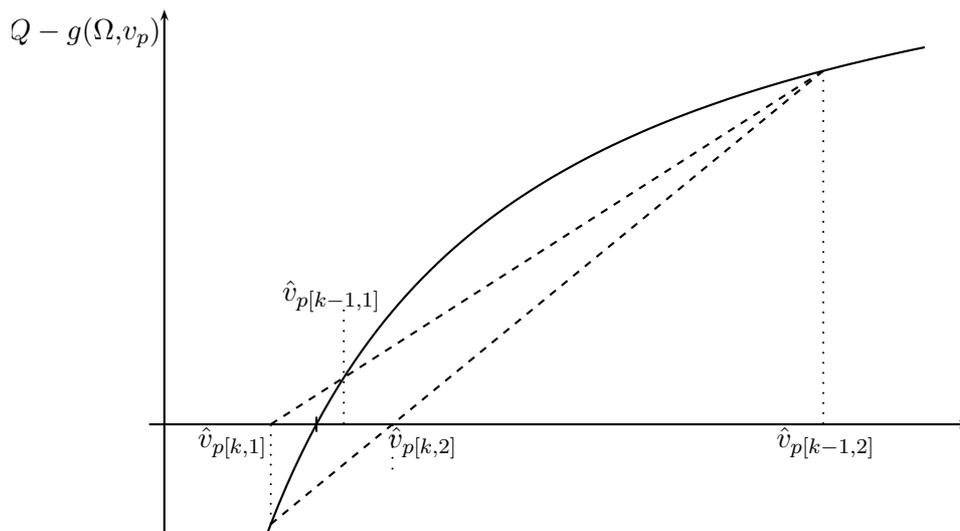


FIG. 3.10 – Non-convergence de la méthode de la sécante lors des premières itérations

placées par \hat{Q} et $\hat{\Omega}$. Les résultats montrent que la qualité de la grandeur estimée est bivalente. Deux cas se présentent en fonction de la valeur de la vitesse Ω . Si Ω est suffisamment éloignée de zéro, alors la qualité de l'estimation est plutôt bonne, avec une erreur typique d'environ $1,4 \cdot 10^{-2}$ m/s. Par contre, si Ω est au voisinage de zéro, alors l'estimateur devient très sensible au bruit et à l'erreur du couple estimé \hat{Q} . Un bruit d'écart type de 0,33 m/s se superpose alors à la valeur estimée de v_p .

La figure 3.11, qui représente la valeur absolue de l'erreur en fonction de la valeur absolue la vitesse de rotation, montre en fait trois zones : la première zone est définie par $|\Omega|$ inférieure à 0,1 rad/s. Le bruit a alors un écart type d'environ 0,55 m/s. Pour $|\Omega|$ comprise entre 0.1 rad/s et 6 rad/s l'écart type est compris entre 0,15 m/s et 0,2 m/s. Ces deux premières zones sont difficiles à cerner sur un graphique temporel. Enfin, pour $|\Omega|$ supérieure à 6 rad/s, l'écart type est inférieur à 0,05 m/s et décroît lorsque $|\Omega|$ augmente. A 20 rad/s l'écart type est déjà inférieur à 0,02 m/s et à 80 rad/s il est inférieur à 0,008 m/s. Sachant qu'en pratique, sur un propulseur d'environ 2 kW, v_p dépasse rarement les 2,5 m/s, une erreur de 0,55 m/s représente plus de 20 % de l'amplitude maximale de v_p . L'estimateur de v_p n'est donc pas utilisable en l'état à partir des grandeurs estimées de Q et Ω .

3.1.2.2 Perfectionnement de l'estimation de v_p

Nous venons de voir que si la vitesse Ω est inférieure à 6 rad/s, alors la valeur estimée de v_p est très bruitée et devient même inutilisable. Il nous faut donc trouver une autre méthode d'estimation de v_p , au moins lorsque $\Omega < 6$ rad/s. Comme on peut le voir sur la figure 3.1, il est possible d'estimer v_p à partir de la Relation Hydrodynamique de Base (RHB) associée au modèle quatre quadrants en poussée. Nous

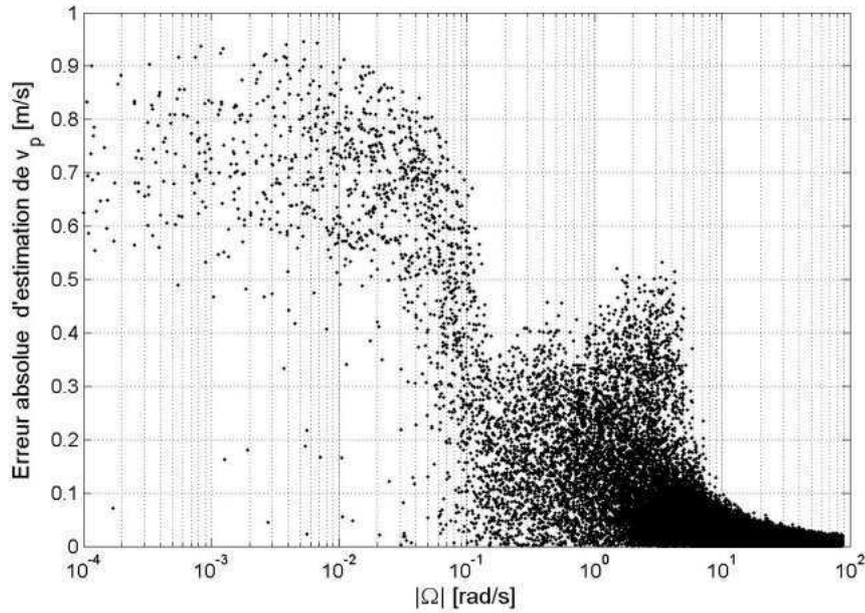


FIG. 3.11 – Valeur absolue de l’erreur d’estimation en fonction de la valeur absolue de la vitesse de rotation de l’hélice. Estimateur de base.

appellerons l’estimateur vu précédemment “l’estimateur 1” et l’estimateur décrit ici “l’estimateur 2”. Respectivement, les sorties de ces deux estimateurs sont notées “ \hat{v}_{p1} ” et “ \hat{v}_{p2} ” (voir figure 3.12). L’utilisation de l’estimateur 1 uniquement est appelée “estimation simple” tandis que l’utilisation simultanée des deux estimateurs est appelée “estimation double”.

Comme nous l’avons vu au chapitre 1, la relation RHB n’est pas toujours valide, mais on peut supposer qu’elle est suffisamment précise pour Ω proche de zéro, car alors v_p est également en général assez proche de zéro. Si on le souhaite, il est aussi possible d’utiliser le modèle amélioré de la RHB décrite au 1.5 du chapitre 1. Pour notre part, nous utiliserons l’équation (1.21) :

$$T = \rho a l \gamma \dot{\hat{v}}_{p2} + 2 \rho a |\hat{v}_{p2}| (\hat{v}_{p2} - v_a) \quad (3.31)$$

Du fait de la mauvaise qualité de ce modèle, ainsi que du fait que Ω est proche de zéro, on peut se permettre de simplifier le modèle de l’aile portante en posant $\Omega = 0$. L’équation (1.36) devient alors :

$$T = -\frac{1}{2} \rho a |\hat{v}_{p2}| \hat{v}_{p2} f_D(\phi - \frac{\pi}{2} \text{signe}(\hat{v}_{p2})) \quad (3.32)$$

Afin de s’assurer qu’il y ait peu de différence entre \hat{v}_{p1} et \hat{v}_{p2} lors de la commutation d’un estimateur à l’autre, l’intégrateur utilisé dans l’estimateur 2 pour le calcul

de \hat{v}_{p2} est initialisé à chaque sélection de cet estimateur à la valeur de \hat{v}_{p1} . La vitesse axiale \hat{v}_{p1} étant assez bruitée, surtout lorsque l'on approche de la commutation de l'estimateur 1 à l'estimateur 2, elle est filtrée à l'aide d'un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est fixée à 1 Hz. Cette fréquence peut paraître faible, mais le retard et la perte d'information introduits par ce filtre restent cohérents avec les approximations faites sur la RHB et le modèle de l'aile portante en poussée.

Finalement, comme le représente la figure 3.12, en fonction de la valeur de Ω c'est \hat{v}_{p1} ou \hat{v}_{p2} qui est sélectionnée : si $|\Omega|$ est supérieure à 6 rad/s, alors c'est \hat{v}_{p1} qui est sélectionnée. Sinon c'est \hat{v}_{p2} . On filtre alors la sortie du commutateur afin d'obtenir la valeur \hat{v}_p issue de l'estimation double. Ce filtre à une bande passante de 20 Hz et a deux objectifs. Le premier est d'éliminer une partie du bruit haute fréquence issu de l'estimateur 1. Le second est d'assurer la continuité de \hat{v}_p lors de la commutation d'un estimateur à l'autre.

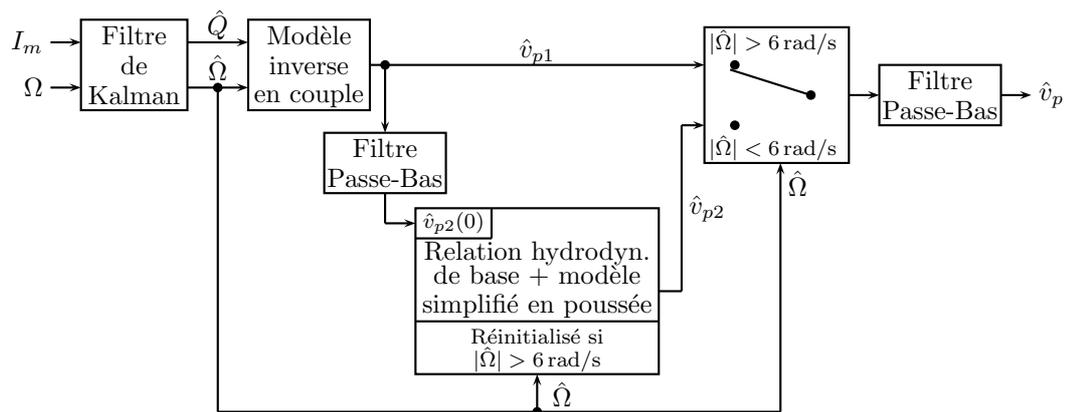


FIG. 3.12 – Principe de l'estimation de v_p par l'utilisation de deux modèles.

Les résultats des estimations simple et double sont représentés figure 3.13. Le résultat de l'estimation double est assez probant, surtout comparé à la solution utilisant un seul estimateur. De plus, on pourra remarquer que l'utilisation du second estimateur permet de passer outre les problèmes d'observabilité du couple pour $\Omega = 0$. En effet, le graphique supérieur montre bien (malgré le bruit) qu'au delà de 12s l'estimation simple conserve une valeur moyenne constante alors que l'estimation double suit bien l'allure de la valeur réelle de v_p . Notons que l'erreur de l'estimation double, avant 1s, est liée à l'initialisation des estimateurs 1 et 2, et ne réapparaît pas tant que le système n'est pas stoppé.

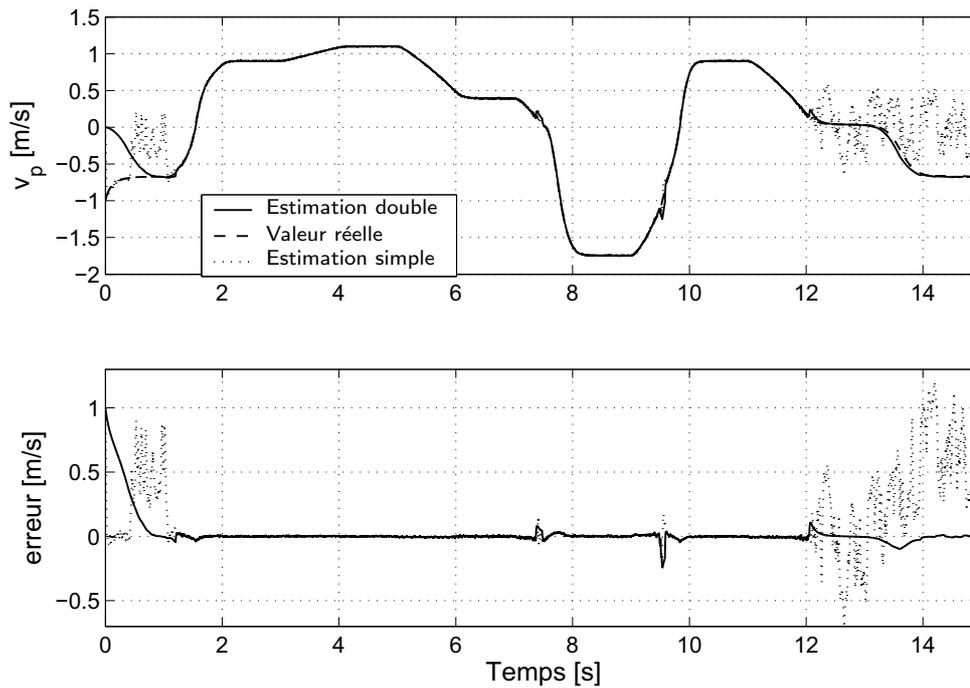


FIG. 3.13 – Estimation de v_p par les méthodes à un et deux estimateurs. $v_a = -1$ m/s.

Résumé :

- L’estimation de v_p est réalisée à l’aide de deux estimateurs complémentaires. Le passage d’un estimateur à l’autre se fait en fonction de $|\hat{\Omega}|$.
- Si $|\hat{\Omega}| > 6$ rad/s, alors v_p est estimée à l’aide du modèle inverse de l’aile portante en couple. Le modèle ne pouvant être inversé analytiquement, la résolution numérique est effectuée par la méthode de la sécante.
- Si $|\hat{\Omega}| < 6$ rad/s, alors v_p est estimée à partir de la relation hydrodynamique de base et d’une version simplifiée du modèle de l’aile portante en poussée, définie comme suit :

$$T = -\frac{1}{2}\rho a |\hat{v}_p| \hat{v}_p f_D(\phi - \frac{\pi}{2} \text{signe}(\hat{v}_p))$$

- Afin d’assurer la cohérence des deux modèles et d’éviter des sauts de valeurs sur l’estimation de v_p , le second estimateur est régulièrement initialisé à partir de la sortie du premier et un filtre passe-bas est disposé en aval du “commutateur de modèle”.

3.1.3 Estimation de la poussée

L’estimation de la poussée est réalisée à l’aide de l’équation (1.36) du modèle de l’aile portante. Cette équation permet de déterminer T à partir de la vitesse de rotation Ω et de la vitesse axiale v_p . La vitesse de rotation utilisée est la vitesse

observée $\hat{\Omega}$ en sortie du filtre de Kalman. Quant à v_p , on utilise la valeur de \hat{v}_p par estimation double prélevée juste après le commutateur entre \hat{v}_{p1} et \hat{v}_{p2} , et avant le filtre de sortie à 10 Hz. Le choix d'extraire \hat{v}_p avant le filtre de sortie permet d'avoir une meilleure précision du calcul de \hat{T} , mais en revanche transmet à la poussée estimée la discontinuité lors des changements de modèle. On place donc un filtre passe bas en sortie de l'estimateur de poussée. La bande passante de ce filtre a été fixée à 50 Hz afin d'obtenir un compromis acceptable entre filtrage et retard. La figure 3.14 représente l'estimation de la poussée par cette méthode. Bien que les résultats soient globalement bons, on notera tout de même que c'est pour les faibles valeurs de T que l'erreur est la plus importante, ce qui peut poser des problèmes de précision lors du contrôle de la poussée.

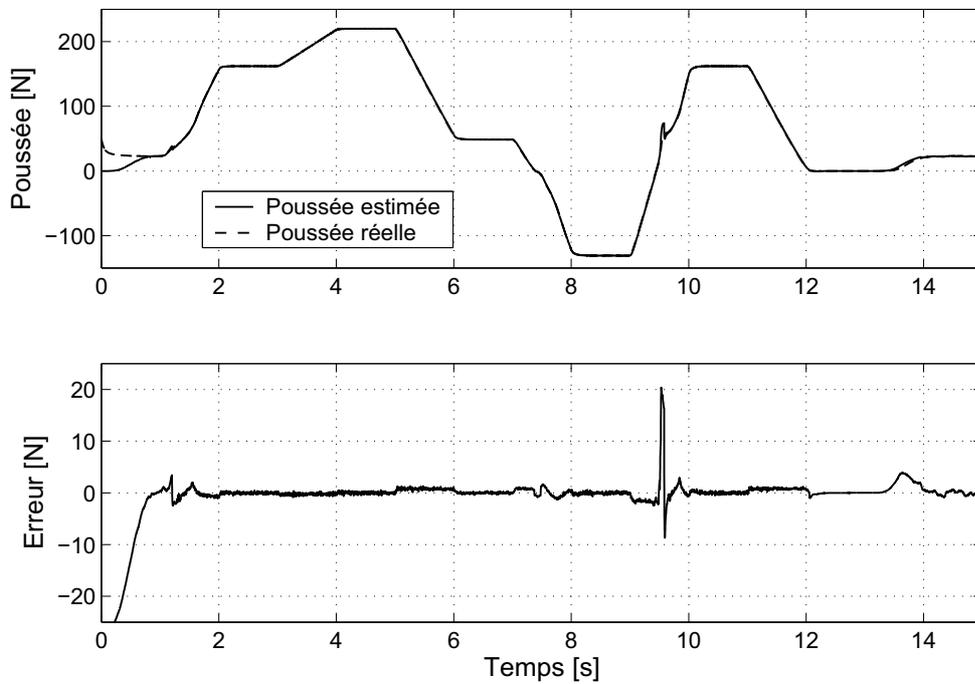


FIG. 3.14 – Estimation de la poussée. $v_a = -1$ m/s.

Pour rappel, le modèle de l'aile portante en poussée est le suivant :

$$\hat{T}_{\text{non-filtré}} = \frac{1}{2} \rho a \|\vec{\hat{V}}\|^2 (\sin \hat{\beta} f_L(\hat{\alpha}) - \cos \hat{\beta} f_D(\hat{\alpha})) \quad (3.33)$$

avec :

$$\begin{aligned} \|\vec{\hat{V}}\|^2 &= \hat{v}_p^2 + (0.7r\hat{\Omega})^2 \\ \hat{\beta} &= \text{atan2}(0.7r\hat{\Omega}, \hat{v}_p) \\ \hat{\alpha} &= \phi + \hat{\beta} - \frac{\pi}{2} \end{aligned}$$

3.2 Commandes à base d'observateur de couple

Grâce à l'observation du couple hydrodynamique Q et à l'utilisation du modèle de l'aile portante, il est possible d'obtenir une estimation de la vitesse axiale v_p ainsi que de la poussée T . On va donc pouvoir utiliser ces deux estimations pour effectuer des commandes. Dans un premier temps, nous utiliserons \hat{v}_p afin de l'utiliser avec la commande MBV vue au 2.1.2.2. Puis, nous nous intéresserons à des commandes simples basées sur l'utilisation de \hat{T} . Ces commandes sont au nombre de trois et appartiennent à la famille des correcteurs PID (Proportionnel, Intégral, Dérivé). Il s'agit du filtre Passe-Bas, du PI et de l'IP.

3.2.1 Amélioration de la commande MBV

Pour rappel, la commande MBV est réalisée par inversion de l'équation (1.36) du modèle de l'aile portante, telle que Ω_r soit une fonction de la poussée de référence T_r et d'une estimation de la vitesse axiale v_p . Ω_r sert alors de référence à une commande de la vitesse de rotation de l'hélice définie par l'équation (2.7).

Le principal défaut de cette commande est la façon dont v_p est estimée. En effet cette vitesse est estimée à partir de la consigne de poussée T_r et de la relation hydrodynamique de base (1.22). Or cela pose plusieurs problèmes :

1. la vitesse ambiante n'est pas prise en compte. Mais ceci peut s'arranger en remplaçant l'équation (1.22) par l'équation (1.21).
2. comme cela a été énoncé dans les hypothèses et également montré au 1.5.1, la relation hydrodynamique de base n'est pas valide pour toutes les valeurs du couple (v_p, v_a) .
3. enfin, l'estimation est réalisée à partir de la référence. A cause de l'erreur entre la consigne et la poussée réelle, l'estimation de v_p risque donc d'être faussée, notamment en dynamique.

On propose donc d'utiliser l'estimation de v_p par observation du couple hydrodynamique plutôt que l'estimation à partir de la poussée de référence. On aura ainsi une meilleure prise en compte de la vitesse ambiante v_a , la relation hydrodynamique de base aura très peu d'influence sur la commande, et enfin l'estimation s'appuiera sur des mesures et non plus sur la consigne de poussée. La comparaison de la commande MBV en fonction de la méthode d'estimation de v_p est représentée figure 3.15.

On se rend compte que finalement cette seconde méthode produit plus d'erreur que la première. Cela est principalement dû à une erreur de poursuite en dynamique. Par contre, aux alentours de 14 s, c'est la première méthode qui montre une erreur alors que le processus est apparemment en régime permanent. En fait, v_p n'a toujours

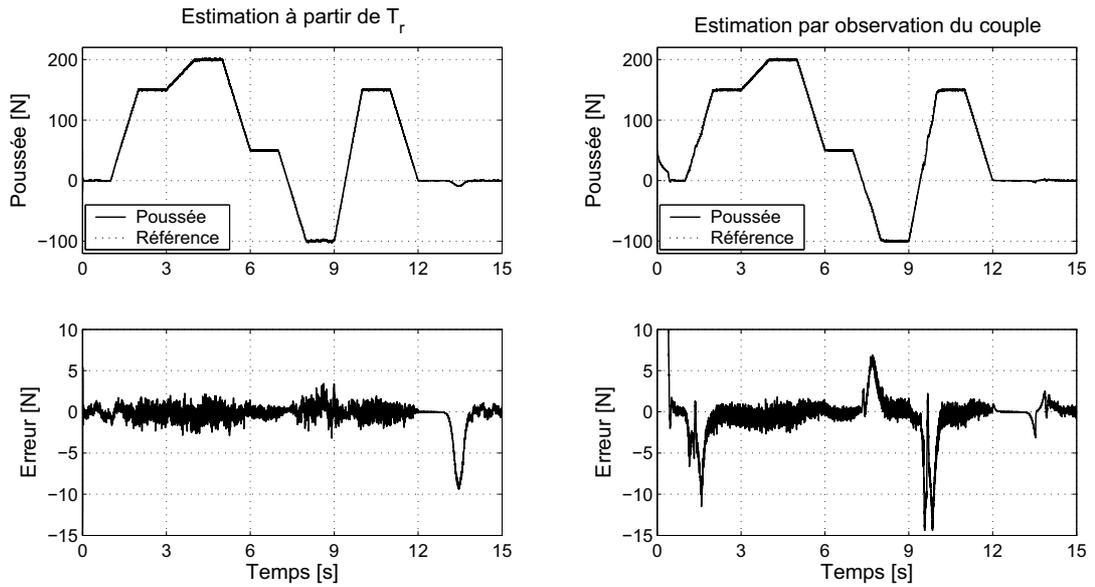


FIG. 3.15 – Commande MBV par deux techniques d'estimations différentes de v_p . A gauche, v_p est estimée à partir de T_r et de la relation hydrodynamique de base. A droite, v_p est estimée à partir de l'observation de Q et du modèle inverse de l'aile portante. $v_a = -1$ m/s.

pas atteint sa valeur finale et l'erreur entre T_r et T , aussi faible soit-elle, a généré une erreur sur l'estimation de v_p . Avec la seconde méthode, une faible erreur apparaît également. En fait, l'estimateur de la seconde méthode utilise, à ce moment là, la relation hydrodynamique de base pour calculer \hat{v}_p . On a donc un début d'erreur qui ressemble à celle obtenue avec la première méthode. Mais avec la seconde méthode, l'erreur est rectifiée dès que la vitesse Ω passe au delà de 6 rad/s.

Cependant, sans rentrer dans une étude détaillée, la robustesse vis-à-vis du modèle de la relation hydrodynamique de base est meilleure avec la seconde méthode. C'est ce qui est représenté sur la figure 3.16. Pour ce comparatif, les coefficients du modèle de la relation de base ont été modifiés de 25% afin de tenir compte des incertitudes importantes de cette relation. Vu que pour v_p et v_a de signes contraires la relation de base donne des résultats extrêmement erronés, cette altération des coefficients est sûrement loin de représenter l'erreur réelle entre ce modèle et la réalité. Finalement, on remarque que malgré l'erreur apportée à la relation hydrodynamique de base, l'erreur de commande avec la seconde méthode est quasiment identique à celle de la figure précédente. Au contraire, la première méthode étant très sensible à cette relation, l'erreur a beaucoup augmenté et est en moyenne supérieure à l'erreur de commande en utilisant la seconde méthode.

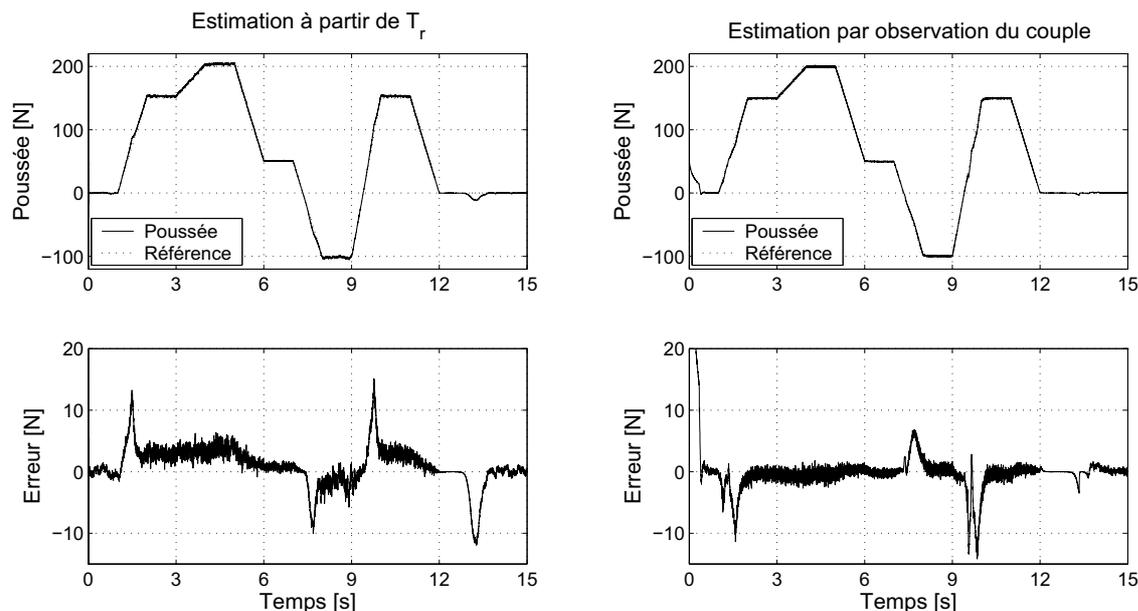


FIG. 3.16 – Commande MBV par deux techniques d’estimation différentes de v_p . A gauche, v_p est estimée à partir de T_r et de la relation hydrodynamique de base. A droite, v_p est estimée à partir de l’observation de Q et du modèle inverse de l’aile portante. Une erreur, sous forme de gains appliqués aux coefficients, a été ajoutée à la relation hydrodynamique de base. $v_a = -1$ m/s.

3.2.2 Commandes par retour de la poussée

Grâce à l’estimation de la poussée T , il est possible d’utiliser des correcteurs classiques pour la commande. Cependant, du fait de la forte non-linéarité du processus, seules des commandes robustes peuvent être employées. Ainsi, les commandes par retour d’état ne seraient pas adaptées car les techniques courantes pour les régler ne fonctionnent que pour des processus linéaires. La commande par hystérésis est simple à régler et généralement assez robuste. Mais du fait de la réaction très rapide du propulseur à un échelon de couple, un peu à la manière d’un zéro dans un système linéaire, la commande par hystérésis devrait commuter à une fréquence trop importante pour être utilisée en pratique. Elle montre même déjà ses faiblesses en simulation, puisque la simulation sous environnement Matlab / Simulink ne parvenait pas, ou avec beaucoup de mal, à trouver les instants de commutation, et finissait souvent par se geler. Finalement les correcteurs retenus sont de type PID [Åst97]. Le premier de ces correcteurs est le correcteur PB (Passe-Bas). Il s’agit en fait d’un correcteur P (Proportionnel) auquel on adjoint un filtre passe-bas afin d’éliminer une partie du bruit. Le second est un correcteur PI (Proportionnel Intégral) plus classique. Enfin, le dernier est un correcteur IP (Intégral Proportionnel). Il s’agit d’une variante du correcteur PI, qui dans le cas des systèmes linéaires permet d’éliminer la présence des zéros qui peuvent être introduits par le correcteur PI. Les correcteurs

PD (Proportionnel Dérivé) et PID ne sont pas présentés car l'action dérivée a dans le meilleur des cas une influence négligeable, et dans le pire rend le système oscillant. On rappellera qu'habituellement l'action dérivée est justement là pour stabiliser le processus. Or, dans notre application, elle le rend moins stable. Preuve, s'il en est besoin, que le modèle est très loin de se comporter comme un système linéaire.

3.2.2.1 Correcteur PB

L'utilisation d'un simple correcteur proportionnel a l'inconvénient de mettre très rapidement le processus en oscillations. Afin de se prémunir de cette instabilité, et également afin de filtrer les bruits issus de la mesure, un pôle de filtrage est ajouté au gain du correcteur. On obtient alors le correcteur PB dont l'expression en continu est la suivante :

$$I_{mr} = \frac{K_P}{1 + \frac{p}{\omega_0}} (T_r - \hat{T}) \quad (3.34)$$

avec ω_0 la pulsation de coupure du filtre. Cette équation est ensuite discrétisée dans le but de pouvoir être utilisée avec un système de contrôle numérique.

Le réglage du correcteur PB est empirique. Cela vient du fait de l'absence de méthode pour le réglage de ce type de correcteur, mais aussi, et surtout, de la non-linéarité du processus. Le réglage consiste donc à prendre plusieurs largeurs de bande passante, et à trouver, pour chacune des bandes passantes choisies, le gain qui donne le meilleur résultat. C'est à dire le meilleur compromis entre précision, rapidité et robustesse. Les paramètres qui ont été retenus sont un gain de 15 A/N pour une bande passante de 0,04 Hz.

Sur la figure 3.17 on peut remarquer que le correcteur PB provoque quelques oscillations amorties lorsque la consigne est nulle. Ces oscillations peuvent être gênantes, car cumulées à l'erreur de traînage elles peuvent atteindre une erreur totale de 20 N. L'erreur de traînage est également visible, et est de l'ordre de quelques N, ce qui est assez faible devant les 200 N de la consigne. Enfin on remarquera qu'il y a très peu de bruit sur la poussée. Cela se traduit en pratique par une diminution des vibrations du propulseur. Cette propriété peut être intéressante lorsque le véhicule marin embarque des systèmes sensibles aux vibrations.

Afin de diminuer l'erreur de traînage on pourrait se dire qu'il vaut mieux filtrer la grandeur retournée par le système (c'est à dire la mesure ou l'estimation) plutôt que la commande. Mais les simulations ont montré que dans ce cas, si l'on conserve le même jeu de paramètres, la commande sature rapidement. Si l'on essaye d'ajuster les paramètres, on obtient soit une erreur statique importante (gain proportionnel trop faible) soit un système très oscillant à cause du filtre qui agit alors comme une action dérivée.

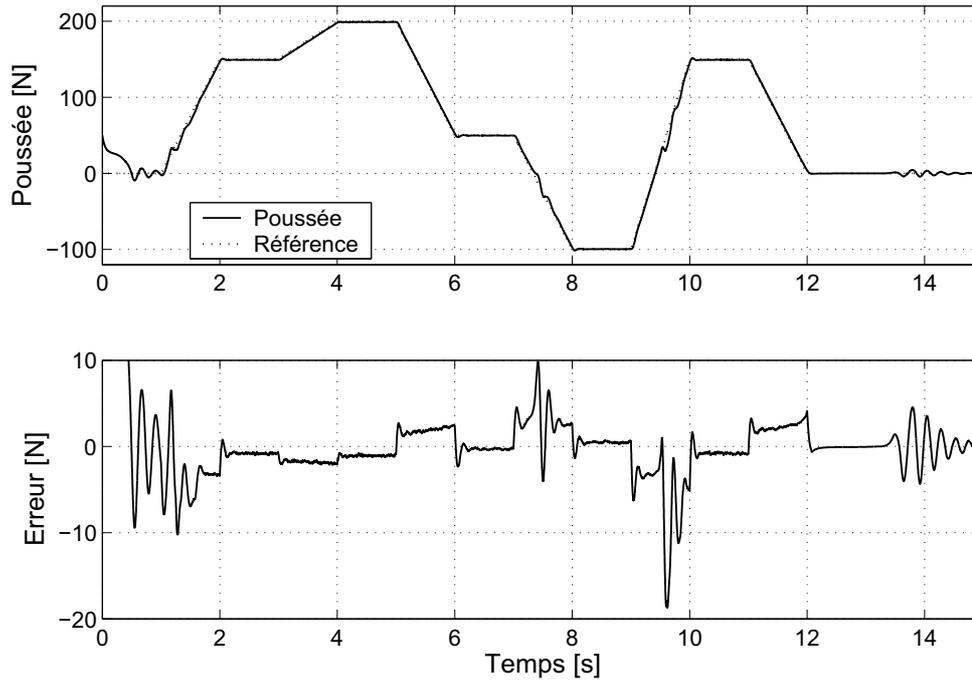


FIG. 3.17 – Commande en poussée par correcteur *Passe-Bas*. $v_a = -1$ m/s.

Finalement, cette loi de commande donne de bons résultats. Au niveau de la précision, elle se place au niveau de la commande MBV avec estimation de v_p à partir du couple hydrodynamique, sans toutefois égaler la commande MBV avec estimation de v_p à partir de la poussée de référence. Son principal atout étant la faible amplitude des bruits sur la poussée, et donc des vibrations hautes fréquences.

3.2.2.2 Correcteur PI

Le correcteur PI est un grand classique de la régulation industrielle. Son expression est la suivante :

$$I_{mr} = \left(K_P + \frac{K_I}{p} \right) (T_r - \hat{T}) \quad (3.35)$$

Son grand intérêt est sa robustesse et sa facilité de réglage. Le terme Proportionnel K_P permet de définir avec quelle vitesse la poussée va converger vers la référence. Par contre, le K_P ne peut pas à lui seul assurer la précision du système et assurer une erreur statique nulle. On lui adjoint donc le terme Intégral K_I . Ce terme va, lui aussi, jouer sur la vitesse de convergence du correcteur. Cependant, plus ces deux termes sont grands et plus le processus risque de devenir instable. Ces deux paramètres doivent donc être utilisés avec prudence.

Pour le réglage du correcteur PI, il existe plusieurs méthodes. Si le processus est linéaire, ou linéarisable, on peut par exemple utiliser la méthode de compensation de

pôle ou encore la méthode de l'optimum symétrique. Dans le cadre de la commande en poussée, on s'intéressera plus aux méthodes pour processus "quelconques". Ces méthodes reposent à la fois sur une linéarisation du processus, et sur un calcul empirique des termes du PI. La plus connue de ces méthodes est celle de Ziegler-Nichols, qui se distingue en deux variantes.

La première variante utilise un essai en boucle ouverte. La consigne étant un échelon, on suppose que le processus réagit comme un système du premier ordre avec retard. Les termes K_P et K_I sont alors calculés à partir de la valeur du retard et de la constante de temps identifiés. Mais la réponse du propulseur à un échelon de courant est très différente d'un système du premier ordre. On ne peut donc pas utiliser cette variante. La seconde variante consiste à nouveau à supposer que le processus est un système du premier ordre avec retard, mais cette fois-ci on travaille en boucle fermée. On pose $K_I = 0$, et on augmente progressivement K_P jusqu'à arriver à la limite de stabilité. A partir de la valeur de K_P et la période des oscillations, on en déduit les termes K_P et K_I . L'utilisation de cette variante n'a pas non plus donné de résultats satisfaisants. Même si le processus était effectivement régulé, il était très peu amorti, à la limite de l'instabilité.

Lorsque toutes ces méthodes échouent, on peut s'intéresser aux méthodes d'optimisation globales tels que les algorithmes génétiques (modèle Darwinien) ou encore l'essaimage particulaire (modèle social). Mais ces méthodes sont lourdes à mettre en place et surtout demandent un temps de calcul non-négligeable. Elle peuvent cependant être intéressantes pour dégrossir le travail et donner des valeurs approchées des paramètres. Reste l'ultime méthode : le réglage par expérience. Connaissant la façon dont le correcteur et le processus vont réagir aux variations des deux termes, on modifie ceux-ci jusqu'à trouver un bon compromis. C'est finalement la méthode qui a été employée. Les termes choisis sont finalement $K_P = 0,104 \text{ A/N}$ et $K_I = 9,2 \text{ A/N/(rad/s)}$. On aurait également pu faire comme avec le correcteur PB et chercher le meilleur K_P pour un K_I donné, mais cela aurait été plus long. Les résultats présentés figure 3.18 montrent que le PI donne des résultats assez proches de ceux avec une commande par correcteur PB. On observe la présence d'oscillations amorties pour une poussée nulle et des erreurs de poursuite. Cependant l'amplitude des oscillations et de l'erreur en général est plus petite avec le correcteur PI qu'avec le PB, dans un rapport pouvant atteindre 3. Le correcteur PI donne donc de meilleures performances en terme de précision que le correcteur PB, même si c'est ce dernier qui filtre le mieux les bruits hautes fréquences.

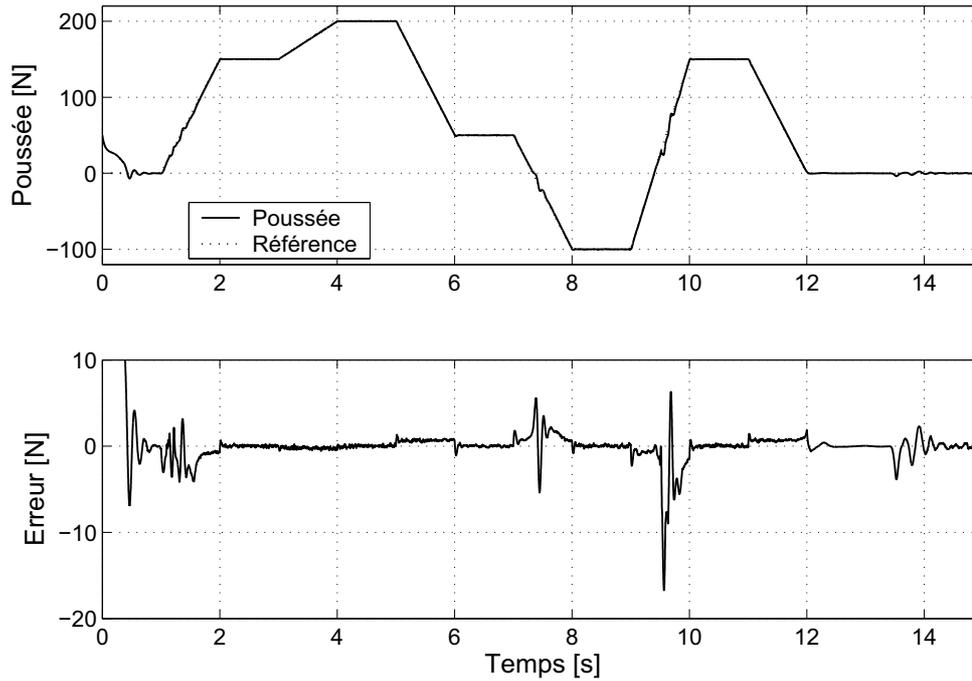


FIG. 3.18 – Commande en poussée par correcteur PI. $v_a = -1$ m/s.

3.2.2.3 Correcteur IP

Comme cela a été décrit plus haut, le correcteur IP est très proche du correcteur PI. Il réagit exactement de la même façon pour le rejet de perturbation, et évite, pour le suivi de consigne, d'ajouter un zéro au système, ce qui peut souvent s'avérer gênant. L'expression du correcteur IP est également très proche de celle du PI :

$$I_{mr} = \frac{K_I}{p} (T_r - \hat{T}) - K_P \cdot \hat{T} \quad (3.36)$$

Cette fonction de transfert est équivalente au correcteur PI vu précédemment, auquel on aurait ajouté un filtre de consigne dont la constante de temps serait K_P/K_I . On peut donc déjà prévoir l'existence d'un temps de traînage. Le correcteur IP se règle habituellement de la même façon que le correcteur PI. On utilisera donc les mêmes paramètres que pour ce dernier, à savoir $K_P = 0,104$ A/N et $K_I = 9,2$ A/N/(rad/s). Les résultats présentés figure 3.19 montrent que le correcteur IP se situe entre le PB et le PI : l'amplitude des oscillations est équivalente à celle du PI, tandis que l'erreur de traînage est plus proche de celle du PB. Le niveau des bruits hautes fréquences est également identique à celui du PI.

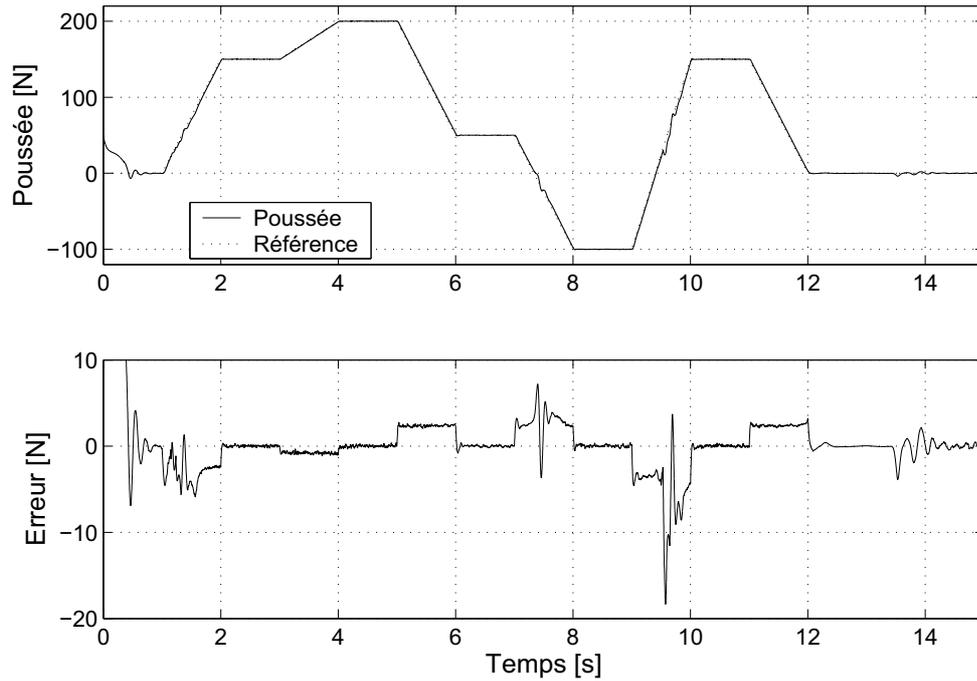


FIG. 3.19 – Commande en poussée par correcteur IP. $v_a = -1$ m/s.

3.3 Robustesse

La robustesse est la capacité d'une commande à maintenir ses performances malgré des changements dans les conditions de fonctionnement ou la présence d'incertitudes liées à ses paramètres. Ainsi plus une commande est robuste et plus elle est insensible à la variation des paramètres du processus régulé. La robustesse rentre donc directement dans le choix d'une loi de commande.

Nous proposons donc ici de tester la robustesse des lois de commande exposées dans ce chapitre vis à vis d'un certain nombre de paramètres :

- les paramètres électriques : τ_i et K_m ;
- les paramètres mécaniques : J_m , f_s et f_v ;
- les paramètres liés uniquement à la Relation Hydrodynamique de Base (RHB) : $l\gamma$ et $\Delta\beta$;
- les paramètres liés uniquement au modèle quatre quadrants (modèle de l'aile portante) : ϕ , C_{Lmax} et C_{Dmax} ;
- les paramètres liés à la fois au modèle quatre quadrants et à la RHB : ρ et r .

La surface a est prise égale à πr^2 . Il est également à noter qu'avec les commandes utilisées la variation d'un paramètre entraîne tout au plus des erreurs statiques et de poursuite, mais ne fait pas rentrer le système en oscillation.

Pour évaluer la robustesse d'une commande, on réalise tout d'abord une simulation avec les paramètres utilisés lors du réglage des commandes sans ajouter de bruit

au processus. Le résultat de cette simulation est le résultat de référence. On modifie ensuite un à un, et un seul à la fois, les paramètres du processus en conservant les mêmes réglages pour les commandes. On observe alors l'écart entre le résultat obtenu et le résultat de référence. Afin de quantifier cet écart, on mesure l'écart type entre les deux résultats entre 1.5 s et 13 s. Cet intervalle a été choisi de façon à ne pas être perturbé par l'initialisation de la commande et à se terminer à la fin du profil de poussée utilisé pour la simulation.

La variation des paramètres du propulseur est choisie de façon à être représentative : des incertitudes des mesures, et de l'identification, de la simplification des modèles ainsi que de la variation due à l'usure et au vieillissement des différents éléments. Elle est comprise entre 7 et 50 %. Le cas de C_{Lmax} et C_{Dmax} est un peu particulier. En effet, pour un modèle de l'aile portante utilisant la première approximation de Fourier pour caractériser $f_L(\alpha)$ et $f_D(\alpha)$, l'écart entre le modèle et la réalité peut être très important. Par contre, si on utilise une modélisation fine par tabulation de $f_L(\alpha)$ et $f_D(\alpha)$ ou par développement en série de Fourier jusqu'à un ordre élevé, alors l'erreur de modélisation est réduite. Deux tests sont donc effectués pour la robustesse vis à vis de C_{Lmax} et C_{Dmax} , l'un avec 40 % d'erreur, et l'autre avec seulement 10 %. L'ensemble des variations utilisées est visible dans la seconde colonne du tableau 3.1.

Au total, la robustesse a été testée pour six commandes différentes. Tout d'abord la commande MBV définie au chapitre 2 avec la prise en compte de la vitesse d'avance telle que décrite au 3.2.1. Puis la commande MBV décrite dans ce chapitre et qui utilise l'observation de couple (nommée MBV-OC dans le tableau 3.1). Viennent ensuite les trois commandes PB, PI et IP décrites au 3.2.2. Enfin, une sixième commande est testée à titre de comparaison. Il s'agit d'une commande de type PI qui utilise directement la mesure de la poussée plutôt que l'estimation \hat{T} . Les paramètres de cette commande sont $K_P = 0,2 \text{ A/N}$ et $K_I = 50 \text{ A/N}/(\text{rad/s})$. Elle est notée PI-MP dans le tableau 3.1.

La première ligne de ce tableau indique l'écart type de l'erreur de la commande par rapport à la consigne en l'absence de bruit et d'erreur de modélisation. Les lignes qui suivent indiquent l'écart type entre la référence et le test de robustesse. Enfin, la dernière ligne indique l'écart type entre la référence et un test avec l'ajout de bruit sur les signaux. Pour la commande PI-MP, un bruit supplémentaire d'écart type de 4 N est introduit sur la mesure de la poussée.

Comme on peut le voir, la commande PI-MP est quasiment parfaite. Elle a un très bon suivi de consigne (écart type de 0,25 N) et est très robuste par rapport à l'ensemble des paramètres (écart type de la variation de 0,16 N maximum). Son seul défaut est une sensibilité un peu trop importante vis à vis des bruits. C'est en partie

TAB. 3.1 – Tests de robustesse des commandes

Param.	Var.	Ecart type [N]					
		PI-MP	MBV	MBV-OC	PB	PI	IP
Ref.	-	0,25	0,25	2,4	2,8	1,5	2,5
τ_i	30 %	0,01	0,00	0,06	0,06	0,07	0,07
K_m	10 %	0,05	0,48	6,7	6,9	6,8	6,8
J_m	15 %	0,06	0,02	2,1	2,2	2,2	2,2
f_s	50 %	0,05	0,10	2,1	2,0	2,1	2,1
f_v	30 %	0,00	0,01	0,14	0,14	0,21	0,15
$\Delta\beta$	25 %	0,16	6,9	0,51	0,39	0,51	0,65
$l\gamma$	25 %	0,09	2,1	0,60	0,39	0,34	0,34
ϕ	15 %	0,09	11	12	12	12	12
C_{Lmax}	40 %	0,09	30	34	34	34	34
C_{Lmax}	10 %	0,03	7,9	9,2	9,1	9,3	9,3
C_{Dmax}	40 %	0,15	6,5	22	22	22	22
C_{Dmax}	10 %	0,07	1,7	6,2	6,4	6,2	6,2
ρ	7 %	0,06	6,2	1,9	2,0	2,0	2,0
r	10 %	0,11	24	2,7	3,6	3,2	3,2
Bruit	-	1,6	0,67	0,50	0,21	0,17	0,18

dû au capteur de force qui travaille dans un environnement assez bruyé, avec des perturbations d'origines mécaniques, hydrodynamiques et électriques. Mais cela est également dû au correcteur lui-même qui n'est pas conçu pour atténuer ces bruits.

La commande MBV a des performances beaucoup plus disparates. Son suivi de consigne est similaire à la commande PI-MP et elle est même un peu moins sensible aux bruits. Sa robustesse vis à vis des paramètres électriques et mécaniques est également très bonne avec un écart type inférieur à 0,5 N, voire inférieur à 0,1 N dans la plupart des cas. Par contre, elle est très sensible à la variation des paramètres hydrodynamiques, que ce soit ceux liés au modèle de l'aile portante ou ceux liés à la relation hydrodynamique de base. Cela s'explique par l'utilisation en boucle ouverte de ces modèles dans la commande MBV.

Les quatre autres commandes sont toutes basées sur l'observateur de couple et l'estimation des grandeurs hydrodynamiques v_p et T . Elles ont donc des caractéristiques similaires, surtout entre les trois commandes de type PID : PB, PI et IP. Tout d'abord, malgré une très bonne robustesse vis-à-vis de τ_i , les quatre commandes sont assez sensibles à la variation de K_m . Cela produit sur la poussée un écart type d'environ 7 N, ce qui commence à ne plus être négligeable. La robustesse par rapport aux paramètres mécaniques est également en retrait, même si elle reste à un niveau acceptable avec un écart type d'environ 2 N. La faible robustesse vis-à-vis des paramètres mécanique et de K_m provient de l'observation du couple

dans laquelle la variable observée \hat{Q} sert finalement de variable “poubelle” et permet de compenser les écarts entre la vitesse mesurée et la vitesse observée. Comme toutes les commandes qui utilisent le modèle inverse de l’aile portante, telle que la commande MBV, ces quatre commandes sont également très sensibles aux paramètres liés à ce modèle, c’est à dire ϕ , C_{Lmax} , C_{Dmax} , ρ et r . L’écart type pouvant atteindre plus de 30 N avec une modélisation approximative. C’est là qu’apparaît la nécessité d’une modélisation fine de $f_L(\alpha)$ et $f_D(\alpha)$, ce qui pourrait faire chuter l’écart type à moins de 12 N. Rappelons tout de même que ces valeurs sont des estimations basées sur un cas supposé extrême. Comme pour la commande MBV, l’origine de la sensibilité aux paramètres du modèle de l’aile portante vient de l’utilisation de ce modèle en “boucle ouverte”. A la différence qu’à présent ce modèle est utilisé dans la contre-réaction plutôt que dans la correction de l’erreur.

Cependant les commandes MBV-OC, PB, PI et IP n’ont pas que des inconvénients. Elles permettent en effet d’améliorer la robustesse vis à vis des paramètres de la relation hydrodynamique de base par rapport à la commande MBV. L’écart type est alors de l’ordre de 0,6 N, voire moins. La sensibilité au bruit est également améliorée avec un écart type d’environ 0,5 N pour la commande MBV-OC, ce qui est meilleur que la commande MBV, et un écart type d’environ 0,2 N pour les trois commandes de type PID. Enfin, le suivi de consigne est plutôt moyen, avec environ 2,5 N d’écart type. Seule la commande PI se distingue légèrement avec un écart type d’environ 1,5 N.

3.4 Conclusion

Le présent chapitre a présenté l’étude de quatre commandes originales basées sur l’observation du couple hydrodynamique Q et l’estimation de la vitesse axiale v_p et de la poussée T à partir de \hat{Q} . La première de ces commandes est une amélioration de la commande MBV tandis que les trois autres sont à base de correcteur PID.

Pour l’observation du couple, trois méthodes ont été étudiées : l’Observateur de Luenberger Etendu (OLE) réglé par la méthode de placement de pôles, le Filtre de Kalman Etendu Stationnaire (FKES) et le Filtrage Particulaire (FP). C’est le FKES qui a été retenu pour la qualité de son observation et le coût raisonnable en calculs. Le coût en calculs peut en effet être un critère déterminant lors de la mise en œuvre de l’algorithme dans un système embarqué. Néanmoins le FP donne lui aussi de très bons résultats et, étant plus flexible, peut facilement être optimisé en fonction des particularités du processus.

L’estimation de v_p est plus délicate. Elle utilise le modèle inverse de l’aile portante, ce qui la rend très sensible aux variations des paramètres de ce modèle, mais

aussi au bruit présent sur le couple observé lorsque la vitesse de rotation Ω est proche de zéro. Cette estimation est donc soutenue par une deuxième estimation basée sur la relation hydrodynamique de base et une version simplifiée du modèle de l'aile portante. Le résultat de la deuxième estimation est utilisé à la place du résultat de la première dès que la norme de Ω est inférieure à 6 rad/s. Ainsi on obtient une estimation de v_p beaucoup moins bruitée et exploitable dans toutes les conditions.

L'estimation de T est beaucoup plus simple. Elle utilise simplement le modèle de l'aile portante pour calculer \hat{T} à partir de \hat{Q} et \hat{v}_p . Par contre, elle est également sensible aux paramètres du modèle utilisé.

Grâce à l'observation des grandeurs hydrodynamiques, quatre commandes ont pu être réalisées, la première, qui est une amélioration de la commande MBV, est notée MBV-OC. L'utilisation de l'estimation de v_p à partir de l'observation du couple plutôt qu'à partir de la consigne de poussée permet d'améliorer la robustesse vis à vis de la relation hydrodynamique de base, avec cependant une augmentation de la sensibilité aux paramètres électromécaniques et une diminution de la qualité du suivi de consigne. En revanche, la sensibilité aux bruits est très légèrement améliorée.

Les trois autres commandes sont de type PID. Elles ont toutes des caractéristiques assez proches de celles de la commande MBV-OC. On pourra cependant noter qu'elles sont un peu moins sensibles aux bruits que la commande MBV-OC, sans doute parce qu'elles utilisent très peu la mesure de la vitesse ambiante. Enfin la commande PI se distingue des quatre autres par un meilleur suivi de consigne, même s'il ne peut rivaliser avec celui de la commande MBV. L'ensemble des propriétés des quatre commandes est résumé dans le tableau 3.2.

TAB. 3.2 – Performances des commandes

Elément(s) testé(s)	PI-MP	MBV	MBV-OC	PB	PI	IP		
Paramètres électriques	★★★	★★	★	★	★	★		
Paramètres mécaniques	★★★	★★★	★	★	★	★		
Relation Hydro. de Base	★★★	■	★★	★★	★★	★★		
Modèle 4 quadrants	★★★	■■	■■	■■	■■	■■		
Sensibilité aux bruits	★	★★	★★	★★★★	★★★★	★★★★		
Suivi de consigne	★★★	★★★★	★	★	★★	★		
■■■■	Très mauvais		■■	Mauvais		■	Insuffisant	
★	Bon		★★	Très bon		★★★★	Excellent	

Finalement, les commandes par observation du couple ne résolvent pas tous les problèmes, notamment la robustesse par rapport aux paramètres du modèle de l'aile portante. Elles vont même jusqu'à en créer de nouveaux : diminution de la qualité du suivi de consigne et augmentation de la sensibilité aux paramètres électromécaniques. Mais elles ont aux moins le mérite de globalement homogénéiser

la robustesse vis à vis de la plupart des paramètres (excepté bien sûr ceux liés au modèle de l'aile portante) et de diminuer la sensibilité aux bruits. Ces commandes pourraient certainement être encore améliorées grâce à l'emploi d'observateurs adaptés.

Chapitre 4

Mise en œuvre d'un banc d'essais

Sommaire

4.1	Etat de l'art des bancs d'essais existants	99
4.1.1	Dynamical Systems and Control Laboratory	99
4.1.2	Department of Ocean Engineering	103
4.1.3	Applied Ocean Physics & Deep Submergence Lab	103
4.1.4	Center for AUV Research	103
4.1.5	Laboratoire de Développement des Technologies Nouvelles	105
4.1.6	Department of Electrical Engineering & Electronics	106
4.2	Réalisation du banc d'essais	106
4.2.1	Cahier des charges	107
4.2.2	Choix technologiques	109
4.2.3	Dimensionnement et étude approfondie	116
4.3	Mise au point du banc d'essais	121
4.3.1	Tests du banc d'essais	121
4.3.2	Etude harmonique des signaux du capteur de force	125
4.3.3	Discussion sur les choix réalisés	129

Afin de confirmer les études théoriques et les simulations, la nécessité de réaliser un banc d'essais s'impose d'elle-même. Un bassin d'essais a d'ailleurs été construit à cet effet dans les locaux de l'IREENA. Ses dimensions sont approximativement de trois mètres par trois mètres avec un mètre cinquante de profondeur. La réalisation d'un banc d'essais en poussée est complexe et pluridisciplinaire. Si l'ouvrage d'art et l'alimentation en eau sont déjà présents, le reste du banc d'essais nécessite encore des compétences assez variées : Génie Electrique, Génie Mécanique, soudage et usinage, hydrodynamique, etc. L'IREENA possède les aptitudes nécessaires en Génie Electrique, mais pour l'étude et la réalisation de la structure et du propulseur nous avons dû faire appel à *l'Institut de Créativité Industrielle*¹ qui nous a apporté ses compétences en mécanique et en fabrication. La cohabitation de ces disciplines reste toutefois très complexe, comme l'attestent les réalisations de certains laboratoires qui ont dû concevoir un second banc d'essais afin de corriger les problèmes présents sur le premier. Notre banc d'essais a d'ailleurs été conçu grâce à l'analyse bibliographique et au retour d'expérience des autres laboratoires.

4.1 Etat de l'art des bancs d'essais existants

Les bancs d'essais sont composés d'un bassin, d'un système de propulsion et d'un ensemble de capteurs. En fonction de l'aspect étudié, plusieurs laboratoires se sont intéressés à un ou plusieurs de ces éléments. Cette section se propose donc de décrire les réalisations de ces laboratoires.

4.1.1 Dynamical Systems and Control Laboratory

4.1.1.1 Premier banc d'essais

Le banc d'essais du Dynamical Systems and Control Laboratory (DSCL) se compose d'un bassin circulaire d'une hauteur de 3.5 m et d'un diamètre de 5 m [Whi99a]. Comme le montre la figure 4.1, la structure porteuse qui soutient le propulseur est composée d'une poutre horizontale fixe qui surplombe le bassin et d'une poutre verticale reliée à la poutre horizontale par une liaison pivot, et qui maintient le propulseur dans le bassin. Un capteur de force est également intercalé entre les poutres par l'intermédiaire d'une équerre fixée sur la poutre horizontale. Le propulseur et le capteur se trouvent à la même distance du pivot. Le capteur renvoie ainsi directement, aux pertes par frottements près, la poussée générée par le propulseur. Cette structure, finalement assez simple, a cependant une fréquence de vibration assez faible de 24 Hz, ce qui peut devenir gênant en terme de résonance.

1. ICI, 6 rue Gaspard Monge, 44600 SAINT-NAZAIRE, www.ici44.com

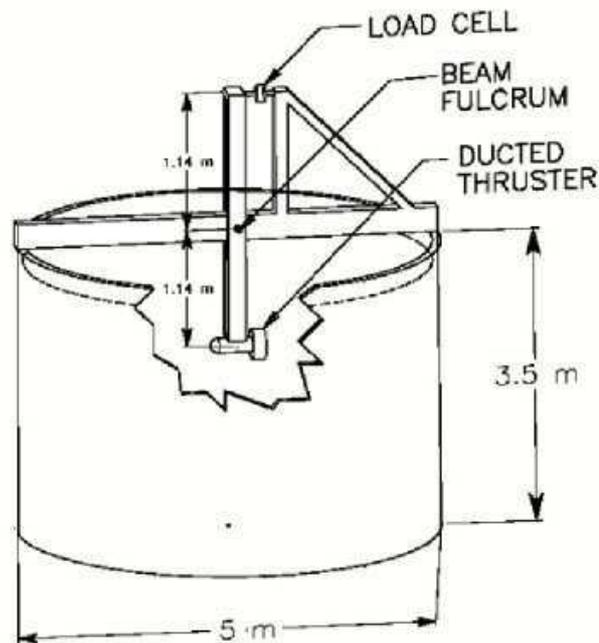


FIG. 4.1 – Premier banc d'essais du Dynamical Systems and Control Laboratory

Le propulseur en lui-même est composé d'un moteur brushless MOOG modèle 304-140A d'une puissance de 1kW sous 120V et 9A, et d'une hélice symétrique VETUS modèle BP125, de diamètre 246 mm et de pas 22.5°. Cette dernière prend place à l'intérieur d'un conduit de 260 mm de diamètre et de 127 mm de long. Le moteur est alimenté par un onduleur de puissance ELMO, modèle EBAF15/160, avec une fréquence de commutation de 20 kHz.

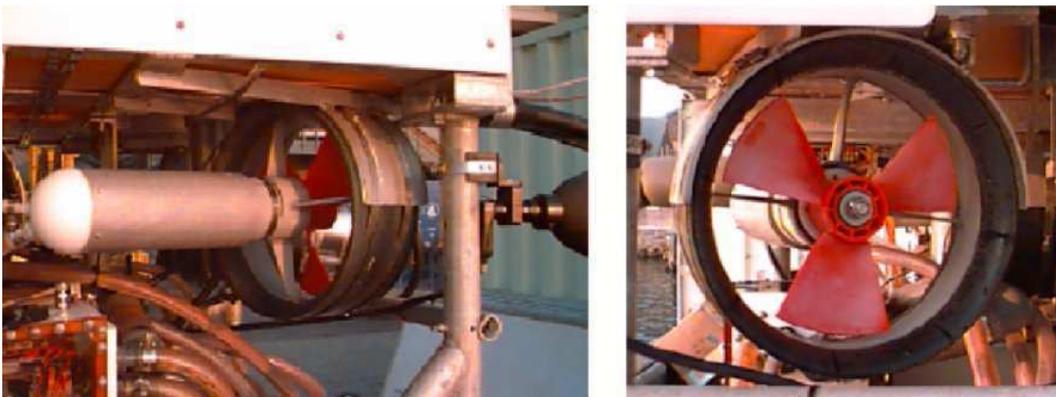


FIG. 4.2 – Propulseur utilisé pour le premier banc d'essais du Dynamical Systems and Control Laboratory

Enfin au niveau de l'instrumentation on retrouve le capteur de force, de marque JR3, dont la plage de mesure s'étend de -960 à $+960$ N, avec une sortie de ± 10 V filtrée à 163 Hz et numérisée sur 12 bits à une fréquence de 100 Hz. Le moteur est

équipé d'un résolveur associé à un convertisseur en quadrature AD2S82, avec une résolution finale de 4096 impulsions par tour. Les signaux différentiels du résolveur sont filtrés à 100 Hz afin de rejeter les parasites hautes fréquences. Le dernier capteur est un débitmètre acoustique trois axes, également appelé vélocimètre à effet Doppler, de marque BASS, monté 30 cm en aval de l'hélice et échantillonné à 20 Hz.

4.1.1.2 Second banc d'essais

Le second banc d'essais du DSCL corrige les imperfections du précédent et en améliore d'une façon générale les performances [Bac00] [Bac97].

Cette fois la structure s'articule autour d'une poutre verticale fixée de façon rigide par quatre équerres (figure 4.3). La fréquence de résonance est à présent de 48 Hz, ce qui reste faible, mais il faut comparer celle-ci à la fréquence naturelle de la structure qui est de 135 Hz. Ramené à un système équivalent du second ordre, cela correspondrait à un dépassement de seulement 0.8%, ce qui montre bien la rigidité de l'ensemble.

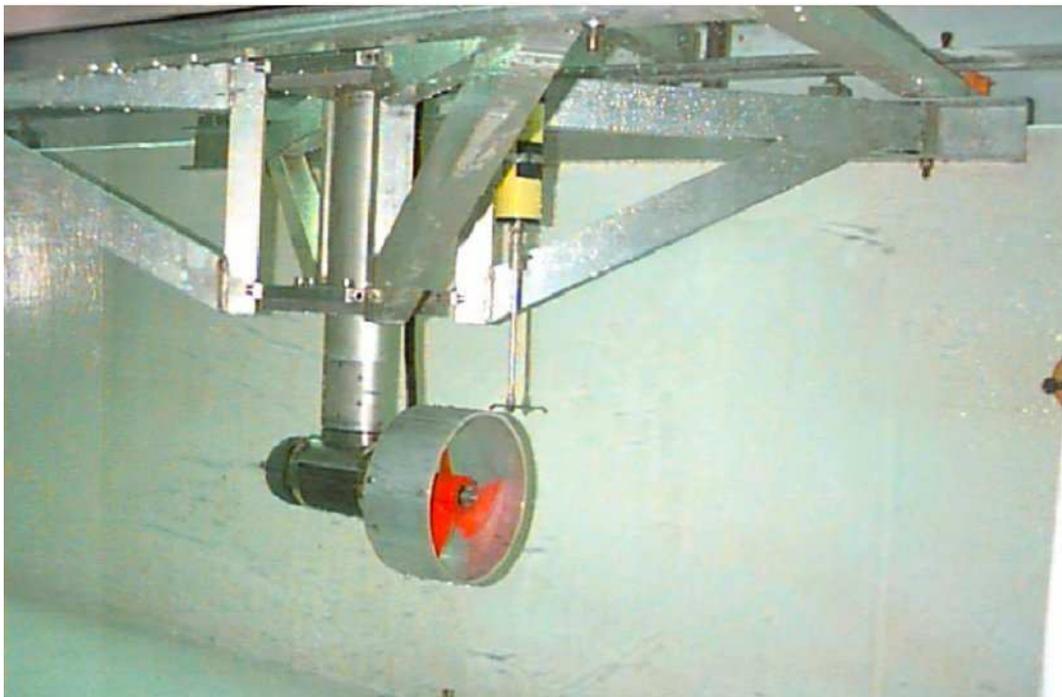


FIG. 4.3 – *Second banc d'essais du Dynamical Systems and Control Laboratory*

A l'extrémité inférieure de la poutre verticale, on trouve un propulseur THL404 de la société Deep Sea Systems International qui délivre 2 kW. Il s'agit d'un moteur de type brushless enfermé dans un compartiment rempli d'huile pour compenser la pression externe, ce qui lui permet dans une version standard d'être utilisé jusqu'à une profondeur de 3000 m. Le propulseur est équipé d'une hélice 3 pales symétriques

en nylon de marque Vetus, modèle BP121, et carénée par un conduit en aluminium de 15 cm de diamètre. A l'autre extrémité de l'arbre moteur on trouve un résolveur qui associé à son convertisseur permet d'avoir une résolution de 4096 impulsions par tour.

A la place du capteur de force classique utilisé sur le premier banc d'essais, ce second banc est équipé d'un capteur de force 6 axes 67M25S-I40 de marque JR3 réalisé en acier inoxydable 15Cr-5Ni. Il est de plus rempli d'huile minérale ce qui permet de l'immerger dans l'eau sans risque d'oxydation ou de détérioration. Ce capteur est inséré entre la poutre verticale et le propulseur. Il réalise ainsi la liaison entre ces deux éléments, tel que le montre la figure 4.4. Au niveau des caractéristiques électriques, l'excitation du pont est embarquée, ce qui simplifie la mise en oeuvre, et les données sont numérisées sur 16 bits à la fréquence de 8 kHz. Notons également que si ce capteur a pu être placé si proche du propulseur c'est également parce qu'il possède une haute immunité aux interférences électriques. Enfin un filtre passe-bas du cinquième ordre limite la bande passante du capteur à 25 Hz, ce qui permet d'éliminer du signal les phénomènes de vibration de la structure porteuse.

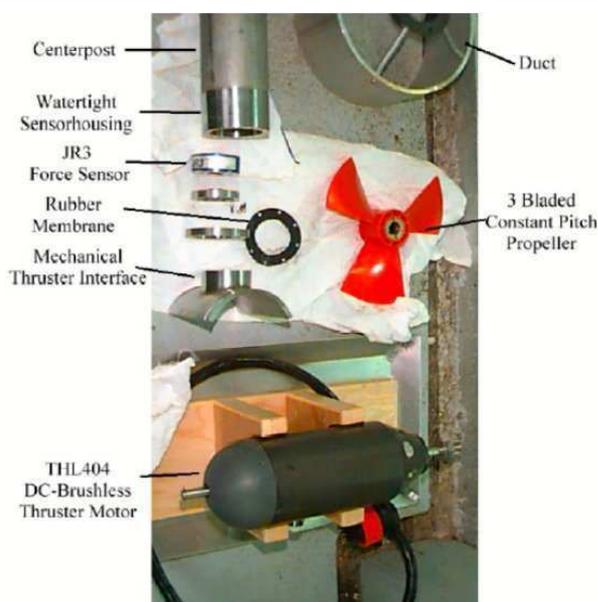


FIG. 4.4 – Détails du propulseur

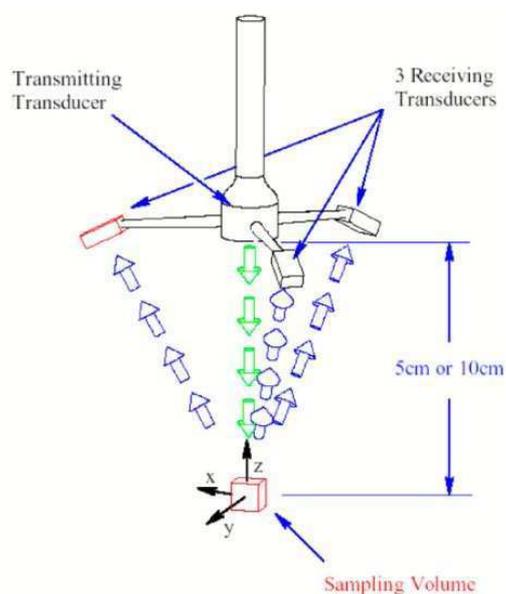


FIG. 4.5 – Principe du vélocimètre acoustique à effet Doppler

Le vélocimètre est à présent un modèle de marque Sontek, fonctionnant toujours sur le principe de l'effet Doppler acoustique, et modulé à 10 MHz (voir figure 4.5). Ce modèle 3 axes échantillonne un volume de 0.3 cm^3 à la fréquence de 25 Hz.

4.1.2 Department of Ocean Engineering de la Florida Atlantic University

Le Department of Ocean Engineering (DOE) a principalement travaillé, pour ses essais, sur le propulseur du véhicule sous-marin autonome "SQUID" [Leo01]. Comme le montre la figure 4.6, un élément élastique équipé de jauges de contrainte a été développé afin de mesurer la poussée produite par le propulseur. Cependant cela diminue la rigidité de la structure dont la fréquence naturelle n'est que de 10 Hz.

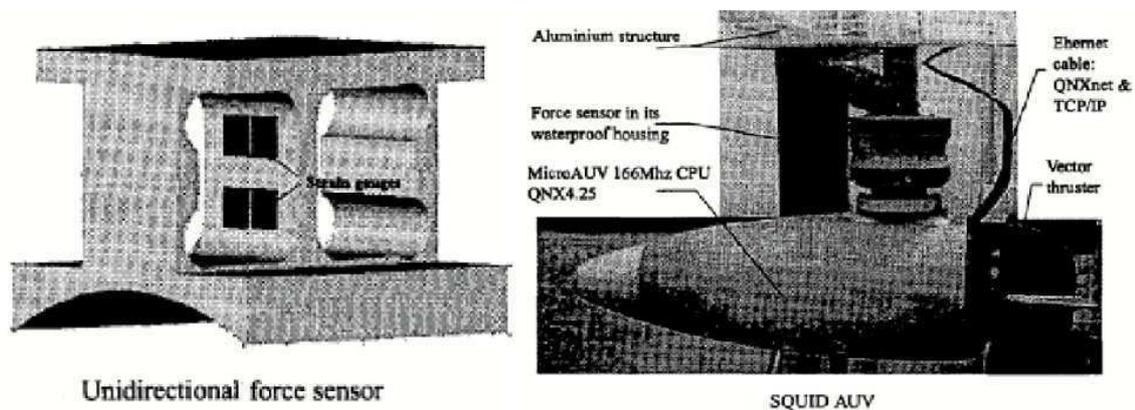


FIG. 4.6 – *Captur de force et principe de montage du propulseur du SQUID*

4.1.3 Applied Ocean Physics & Deep Submergence Lab

Le Applied Ocean Physics & Deep Submergence Lab (AOPDSL) ne fournit pas beaucoup d'informations sur son banc d'essais. On peut tout de même noter qu'il utilise un petit moteur brushless de 250 W, 120 V compensé en pression et qui est utilisé sur le véhicule submersible Jason [Yoe90]. La poussée est mesurée par un capteur placé dans le prolongement de l'axe du propulseur, tel que montré dans la figure 4.7, et est enregistrée pour post-analyse, tout comme la vitesse axiale de l'eau en aval de l'hélice carénée ainsi que la vitesse de rotation du moteur.

4.1.4 Center for AUV Research

Le banc d'essais du Center for AUV Research (CAUVR) est intéressant car il utilise une structure relativement simple, suspendue à une poutre horizontale [Hea95]. La figure 4.8 montre que sous cette poutre on trouve deux bras, l'un vertical et fixé de façon rigide au propulseur, et l'autre placé entre la poutre horizontale et le bras vertical, de sorte à avoir un ensemble rigide. Les liaisons entre la poutre et

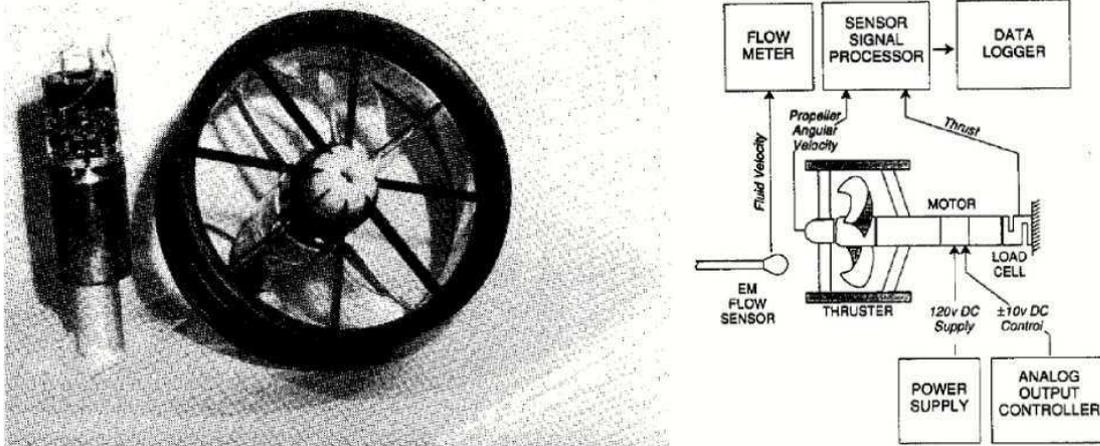


FIG. 4.7 – Propulseur du sous-marin Jason et principe du banc de mesure

les bras sont réalisées à l'aide de joints flexibles qui peuvent ainsi être assimilés à des liaisons pivot. Un capteur de force, situé sur le bras de renfort, permet d'obtenir une image à un coefficient près de la poussée générée par le propulseur.

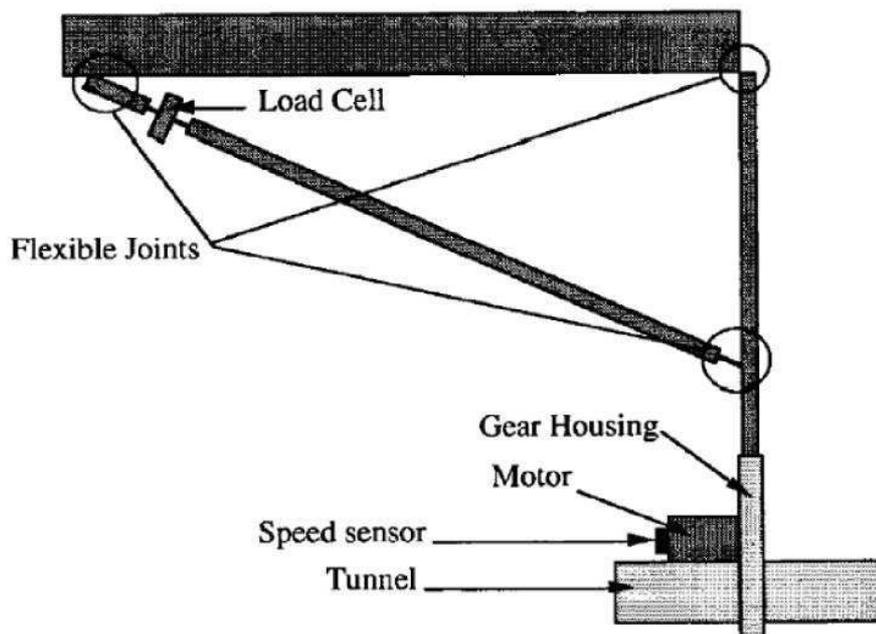


FIG. 4.8 – Banc d'essais du Center for AUV Research

Le propulseur est composé d'un tunnel, qui peut au choix être long ou court : 41.9cm ou 26.2cm, d'une hélice 4 pales de 7.62cm de diamètre et d'un pas de 30 ou 45°, et enfin d'un moteur brushless Pitman PITMO, modèle 14202. Le moteur est contrôlé par une carte 30A8DD générant un signal PWM de 35 kHz en ± 23 V. Les caractéristiques du moteur sont : une vitesse à vide de 3820 tr/min, un couple de

0.75 Nm et une puissance de 333 W. La liaison entre le moteur et l'hélice est réalisée par un réducteur de rapport 2 : 1, tandis qu'à l'autre bout de l'axe moteur on trouve un codeur optique de 3000 impulsions par tour.

Enfin on peut noter qu'en fonction des besoins, les mesures sont effectuées à une fréquence comprise entre 50 et 160 Hz.

4.1.5 Laboratoire de Développement des Technologies Nouvelles

Le Laboratoire de Développement des Technologies Nouvelles (LDTN) s'est surtout attaché à la réalisation du système élastique de mesure de force représenté figure 4.9. Rappelons que si l'on dispose de la valeur de la poussée, un simple régulateur PI peut être suffisant pour la contrôler, ce qui simplifie le régulateur mais complexifie la réalisation du véhicule propulsé. Cet élément élastique est en réalité une structure déformable équipée d'un capteur de déplacement, donc un système différent de celui du Department of Ocean Engineering qui est lui équipé de jauges de contraintes [Den98].

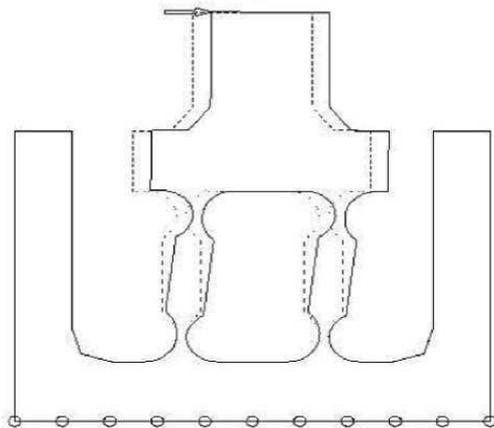


FIG. 4.9 – Structure déformable du LDTN pour mesurer la poussée

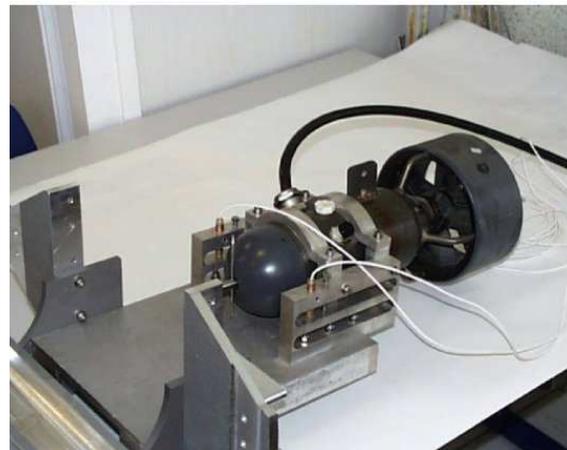


FIG. 4.10 – Vue de la structure de maintien et de mesure de la poussée du propulseur du LDTN

Pour tester la structure déformable, le LDTN dispose d'un propulseur THL 404 de la société Deep Sea Systems équipé d'un résolveur à effet Hall, et d'un bassin de 1.4 m de diamètre et 50 cm de profondeur.

4.1.6 Department of Electrical Engineering & Electronics de l'University of Liverpool

Pour son banc d'essais, le Department of Electrical Engineering & Electronics (DEEE) a réalisé un propulseur de 425W à partir d'un moteur brushless haute vitesse équipé d'un réducteur de rapport 8 afin d'obtenir une vitesse nominale de 2625 tr/min. La consommation nominale est de 20 A sous 25 V, mais en pratique elle ne dépasse pas les 5 A. Les constantes de temps électriques et mécaniques sont respectivement de 4.2 ms et 600 ms. Une extrémité de l'arbre moteur est équipée d'un codeur optique haute résolution HCTL-2016, tandis que sur l'autre extrémité on trouve une hélice carénée à 4 pales. L'unité propulsive présentée sur la figure 4.11 s'inscrit dans un cylindre de 50 mm de diamètre pour 95 mm de long.

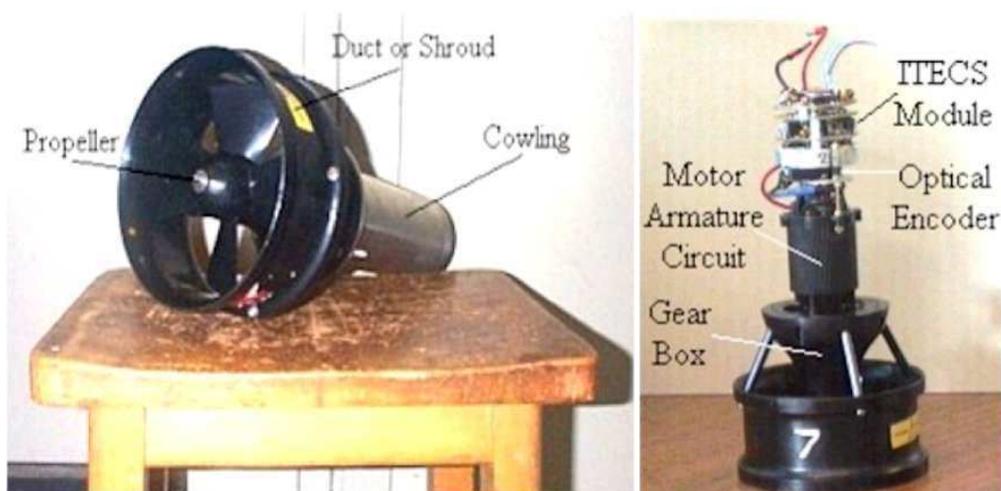


FIG. 4.11 – Propulseur réalisé par le DEEE

4.2 Réalisation du banc d'essais

L'étude et la réalisation du banc d'essais ont été réalisés en collaboration avec L'ICI. L'ICI est une association qui prépare des étudiants d'origine BAC+2 à une licence professionnelle en Innovation et Développement Industriel. La formation théorique est assurée par l'IUT de Saint-Nazaire, tandis que les projets tutorés, qui représentent une part importante de l'enseignement, sont réalisés dans les locaux de l'ICI. Ces projets sont de type développement de solutions innovantes et prototypage et sont réalisés par des groupes d'étudiants de cursus généralement différents et complémentaires. C'est dans le cadre de ces projets que nous avons fait appel à l'ICI pour compléter les compétences qui nous manquaient au développement et à la réalisation du banc d'essais en poussée. Cette solution a tout de même eu

l'inconvénient d'allonger la durée de la conception du banc car, afin de concorder avec les contraintes de temps de l'ICI, il a fallu différer de quelques mois le début de l'étude qui s'est ensuite étalée sur une durée de neuf mois. En ce basant sur l'analyse bibliographique, cette collaboration a tout de même permis de trouver une solution relativement simple pour intégrer le capteur de force dans le propulseur. La présence de l'ICI a également été d'une grande aide pour la réalisation de la structure en aluminium et la fabrication du propulseur. Lors de la réception du banc, il est cependant apparu que la mise en oeuvre de la solution retenue serait plus complexe que prévu, et il a également fallu faire face à des choix technologiques pas toujours adaptés à l'application. Finalement, le temps nécessaire à la réalisation et à la mise au point du banc d'essais n'a malheureusement pas permis de s'intéresser à l'identification du système ni à la réalisation de tests expérimentaux des commandes.

4.2.1 Cahier des charges

La finalité de ce banc d'essais est la validation de la modélisation et de la commande d'un propulseur électrique marin. La principale contrainte est donc de réaliser un banc d'essais qui réponde à ces deux exigences : modélisation et commande. Cela implique donc également un certain nombre de capteurs qui permettront de mesurer les grandeurs nécessaires. A cette première contrainte s'ajoute donc des contraintes secondaires liées aux capteurs, mais aussi à la qualité des mesures, à l'encombrement des éléments et enfin à la facilité d'utilisation du banc d'essais. Ces contraintes vont être détaillées pour chaque partie du banc d'essais, décomposé comme suit : le propulseur, la structure, les capteurs. L'aspect modulaire attendu pour ce banc sera également abordé dans un dernier paragraphe.

4.2.1.1 Propulseur

Comme pour les propulseurs en exploitation, la partie propulsive du banc d'essais se doit d'être hydrodynamique afin d'exercer le moins d'influence possible sur le flux de l'eau, hormis bien sûr celle de l'hélice. Cela impose donc une forme profilée, et des bords d'attaque arrondis.

Dans l'objectif de minimiser les perturbations du flux, le propulseur doit se trouver suffisamment loin des bords du bassin et des parties immergées de la structure. A cela s'ajoute l'obligation pour le propulseur d'être positionné dans le bassin de sorte à créer le maximum de courant. Un compromis devra être trouvé entre ces deux dernières contraintes.

4.2.1.2 Structure

Tout comme le propulseur, la structure supportant ce dernier doit offrir le moins possible de résistance à l'eau. On évitera donc les formes immergées, ou alors en prenant garde à ce qu'elles aient peu d'influence par exemple en s'assurant qu'elles aient des formes hydrodynamiques.

Le but de la structure étant de positionner le propulseur et de le maintenir, la position et la forme de celle-ci sont donc très dépendantes de ce dernier. La structure est également dépendante du bassin, car elle doit s'adapter à sa géométrie et ne pas altérer son étanchéité. Il faudra également faire attention à ce que les points de fixation de la structure n'altèrent pas son support, qu'il s'agisse des parois du bassin ou bien des murs ou du plafond de la salle. Mais cela ne devra pas dégrader la résistance de la structure qui doit supporter le poids et la poussée du propulseur en plus de son propre poids.

Le dernier point à propos de la structure concerne sa résonance mécanique. En effet de brusques variations de la poussée du propulseur risquent d'exciter les modes de la structure. Il faut donc vérifier qu'au moins le premier mode de vibration de la structure se trouve au delà de la plage fréquentielle de mesure, c'est à dire quelques dizaines de Hz. L'emploi de "silent blocs" n'est pas une solution, car si ceux-ci empêchent les vibrations de se propager au delà de la structure, en revanche il n'est pas certain qu'ils amortissent les vibrations de celle-ci. Dans certains cas, l'emploi de silent blocs peut même rajouter un mode de résonance à basse fréquence à la structure.

4.2.1.3 Capteurs

Les grandeurs à mesurer sont au nombre de cinq : la poussée T , le couple hydrodynamique Q ou à défaut le couple électromagnétique du moteur Γ_e , la vitesse de rotation de l'hélice Ω , la vitesse ambiante de l'eau v_a et enfin la vitesse axiale de l'eau au niveau de l'hélice v_p . Hormis pour les tests en échelon ou en rampe, qui sont des tests spécifiques, la fréquence de la consigne ne dépassera pas la dizaine de Hz. Les capteurs mécaniques qui permettent de mesurer T , Γ_e et Ω doivent donc avoir une bande passante d'environ 100 Hz afin de couvrir suffisamment d'harmoniques. v_p varie assez rapidement avec la poussée, le capteur mesurant cette grandeur devra donc lui aussi avoir une dynamique "rapide" vis à vis du système. La variation étant tout de même moins rapide que pour les grandeurs mécaniques, une bande passante de quelques dizaines de Hz est suffisante. Enfin v_a varie assez lentement, avec une constante de temps de l'ordre de la seconde. De plus, à cause d'une circulation d'eau limitée par le bassin, la valeur mesurée ne sera pas l'exact reflet de ce qui se passerait

en eau libre. On pourra donc se contenter d'un capteur de faible précision et avec une dynamique faible.

4.2.1.4 Modularité

Le coût d'un banc d'essais et le temps nécessaire pour le mettre en œuvre n'étant pas négligeables, penser à sa modularité dès sa conception permet de mieux le rentabiliser. Les évolutions de ce banc sont de deux ordres. Le premier type d'évolution est de l'utiliser en tant que banc de charge pour des machines électriques réalisées par l'IREENA. Le banc doit donc pouvoir accueillir différents moteurs, avec le minimum de modifications. La seconde évolution est le déplacement du propulseur dans un autre bassin, tels que les bassins de carène et de houle de l'Ecole Centrale de Nantes (ECN). La partie de la structure rattachée directement au propulseur doit donc pouvoir se dissocier de la partie fixée sur le bassin d'essais.

4.2.2 Choix technologiques

Cette partie présente les différentes solutions technologiques envisageables ainsi que la solution retenue pour chaque point.

4.2.2.1 Motorisation

Positionnement du moteur

Il y a principalement deux façons de positionner le moteur : intégré au propulseur, ou bien déporté.

L'intégration du moteur au propulseur réduit au minimum la transmission entre le moteur et l'hélice, puisque les deux sont montés sur le même axe. Cela facilite également la réalisation de la structure porteuse, puisqu'il n'y a pas à prendre en compte la fixation du moteur et sa transmission. Il existe alors plusieurs solutions pour obtenir un propulseur avec moteur intégré. La plus simple est d'acheter un propulseur industriel tel que celui proposé par la société *Deep Sea Systems international inc.*, présenté figure 4.12, et déjà utilisé par le DSCL (voir page 101) ou encore le LDTN (voir page 105). La seconde solution est la conception et la réalisation complète d'un moteur intégré à un propulseur. C'est ce qu'ont fait divers laboratoires, tels que le AOPDSL (voir page 103) et le DEEE (voir page 106). Enfin une solution intermédiaire est d'utiliser un moteur classé IP68 (c'est à dire un moteur pouvant être immergé) associé à une mécanique faite sur mesure. Bien que ce type de moteur soit difficile à obtenir à moins d'en faire une commande spéciale, des laboratoires tel que celui du *Johns Hopkins University* ont déjà testé cette solution (voir page 99). Notons également quelques moteurs atypiques, dont le stator constitue la



FIG. 4.12 – Propulseur THL 404-8 de la société Deap See Systems international inc.

tuyère et le rotor l'hélice (voir figures 4.13 et 4.14). Des laboratoires à dominante hydrodynamique, tel que l'IRENav², étendent leurs compétences et se mettent eux aussi à développer leurs propres moteurs électriques [Cha03]. Cela leur permet de maîtriser l'ensemble de la chaîne de propulsion.



FIG. 4.13 – Propulseur de 11 kW développé par Alstom.

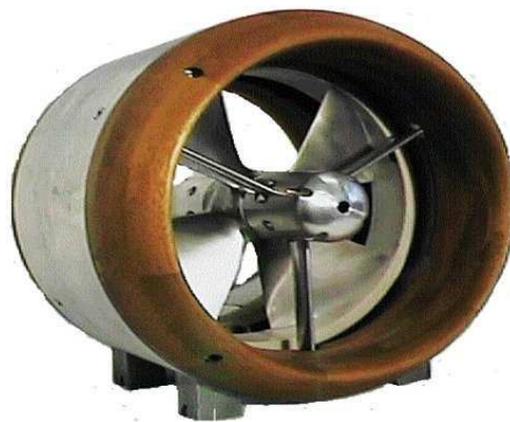


FIG. 4.14 – Propulseur de 6 kW développé par l'E.M.D.L. de l'université de Southampton.

Cependant, quelque que soit la solution retenue, l'utilisation d'un moteur intégré au propulseur ne rentre pas dans les contraintes de modularité définies au 4.2.1.4 et qui prévoient un changement aisé du moteur. L'utilisation d'un moteur déporté semble donc plus adaptée, surtout que cette solution permet d'avoir un moteur

2. Institut de Recherche de l'Ecole navale

complètement émergé. Pour l'instant, seul le CAUVR a utilisé un moteur déporté, mais en le gardant immergé à proximité de la tuyère de l'hélice (voir page 103). On peut envisager deux positions pour le moteur déporté. La première est une position axiale. C'est à dire dans l'axe de l'hélice, mais éloignée du propulseur. Dans ce cas le moteur se trouve de l'autre côté d'une des parois du bassin, un axe traversant alors la paroi à l'aide d'un tube d'étambot pour entraîner l'hélice. Cette solution oblige à percer le bassin, ce qui risque de provoquer des fuites, et le tube d'étambot impose des frottements à l'axe qui peuvent nuire à la mesure de la poussée. La seconde position est radiale. C'est à dire que l'axe de l'hélice et l'axe du moteur sont parallèles mais pas colinéaires. Le moteur se trouve alors au dessus de l'eau et un système de transmission assure la liaison entre les deux axes. C'est finalement cette solution qui sera choisie car elle n'altère pas l'intégrité du bassin d'essais.

Type de moteur

Il existe un choix assez important de machines électriques. Les principales familles sont les machines à courant continu, les machines synchrones à rotor bobiné, les machines synchrones à aimants permanents, les machines à réluctance variable, etc. Les machines spéciales telles que les machines à réluctance variable ou polyphasées sont encore peu commercialisées. Ils s'agit souvent de machines faites sur mesure. Or, dans un premier temps une solution rapide et économique pour le moteur est souhaitable. Ces machines sont donc mises de côté. Parmi les machines restantes, la machine à courant continu est très simple à commander, mais a un coût supérieur à la moyenne, notamment si elle est excitée par des aimants permanents, mais surtout possède un ensemble balais/collecteur qui nécessite un entretien régulier et qui produit un couple de frottements secs important. La machine asynchrone est bon marché, surtout si elle a un rotor à cage d'écureuil, mais c'est aussi la plus compliquée à commander (hors machines spéciales). Il reste donc en lice les machines synchrones. Celles à rotor bobiné ont l'avantage de pouvoir être défluxées mais cela a peu d'intérêt dans le cadre de la propulsion navale. Celles à aimants permanents sont un peu plus simples à commander car leur flux rotorique est imposé par les aimants et ont une meilleure densité de puissance. C'est donc ce type de machine, habituellement appelé par abus de langage machine *brushless* (sans balais) ou encore servomoteur, qui a été sélectionné, car en pratique c'est un facteur important pour les véhicules télé-opérés qui ne disposent que de peu de place. Le moteur étant émergé, il n'y a pas de problème à prendre un moteur industriel. Le choix s'est porté sur les moteurs de la société *Yaskawa*, qui a depuis fusionné avec la société *Omron*. Ces moteurs sont en effet de petites dimensions et ont d'origine un indice de protection IP67, c'est à dire qu'ils peuvent être plongés dans l'eau à

un mètre de profondeur pendant une demi-heure sans problème. Ce point est très important, car étant à proximité de l'eau, ces moteurs doivent en supporter les éventuelles projections.

Commande du moteur

Pour commander le moteur, plusieurs solutions sont possibles. La plus simple est d'utiliser un variateur industriel pour contrôler le moteur. Une carte équipée de convertisseurs numériques-analogiques et analogiques-numériques est utilisée pour envoyer la consigne au variateur et lire les grandeurs qu'il renvoie. Les variateurs industriels récents permettent des commandes en position, en vitesse et en couple. Certains peuvent même calculer automatiquement l'inertie de la charge et adapter leur correcteur en conséquence. Enfin, s'il est possible de se procurer un moteur et un variateur indépendamment, on trouve également de plus en plus de "servopack" composés d'un moteur et d'un variateur optimisé pour ce moteur.

La seconde solution consiste à utiliser un onduleur générique, tel que ceux disponibles dans les locaux de l'IREENA, et une carte industrielle de commande à base de micro-contrôleur ou de DSP. Les cartes de la société *dSPACE* sont bien adaptées à ce type d'usage, car elles sont de plus compatibles avec le logiciel *Matlab* de *Mathworks*, qui est utilisé pour réaliser les simulations.

D'autres solutions consisteraient à concevoir et à fabriquer soit-même la carte de commande et / ou l'onduleur. Mais ces solutions nécessitent un temps de développement trop long, et ces cartes restent peu fiables car elles n'auront pas été éprouvées auparavant. La solution retenue dans un premiers temps l'utilisation d'un variateur industriel, de préférence optimisé pour le moteur choisi, associé à une carte *dSPACE*, qui en plus d'être utilisée comme carte d'acquisition servira au contrôle de la commande en poussée.

4.2.2.2 Capteurs

Mesure de la vitesse de rotation et du couple

A moins d'utiliser une commande de moteur sans capteur, les moteurs à courants alternatifs sont généralement équipés d'un codeur de position ou d'un résolveur. Le variateur associé au moteur peut utiliser ce capteur pour différentes raisons : la commande de l'onduleur, la régulation en position ou bien encore la régulation en vitesse par dérivation de la position mesurée. Cette vitesse du moteur calculée par dérivation de la position est très proche de la vitesse réelle et est généralement accessible sur l'une des sorties du variateur. Comme le moteur et l'hélice sont reliés mécaniquement par une liaison que l'on supposera rigide, c'est donc la vitesse du moteur qui sera utilisée pour déterminer la vitesse de rotation Ω de l'hélice.

La mesure du couple est plus délicate. A moins de mettre un couple-mètre (cher et encombrant) sur l'axe de l'hélice ou du moteur, il n'est pas possible d'obtenir directement le couple hydrodynamique Q . C'est donc le couple électromagnétique Γ_e qui sera utilisé et qui peut être calculé à partir des courants électriques et des caractéristiques du moteur. Cependant tous les variateurs ne donnent pas une image du couple sur leurs sorties. A défaut, il est tout de même possible d'obtenir la consigne en couple envoyée au moteur. Si le variateur est bien réglé, le temps de réaction électrique étant très inférieur au temps de réaction mécanique, on pourra considérer que la consigne est égale au couple électromagnétique Γ_e .

Mesure des vitesses de l'eau

Pour rappel, il y a deux vitesses de l'eau à mesurer. La mesure de la vitesse axiale v_p de l'eau au niveau de l'hélice et la mesure de la vitesse ambiante v_a de l'eau. La première est une vitesse qui varie rapidement, dans un endroit inaccessible et est associée à une vitesse angulaire due à la rotation de l'hélice. La seconde varie lentement et serait sur un véhicule mesurée loin du flux et des perturbations générés par le propulseur. Mais à cause des faibles dimensions de notre banc d'essais, l'ensemble du bassin est plus ou moins perturbé par le propulseur. On devra donc trouver un point représentatif de la vitesse ambiante pour y placer le capteur.

Il existe de nombreuses technologies pour mesurer la vitesse de l'eau. Parmi les plus atypiques on pourra noter les capteurs électromagnétique, mais qui sont plus adaptés à des mesures de débits dans un conduit fermé, ou encore les capteurs à fil chaud, dont la température varie par convection avec la vitesse de l'eau. Mais cette dernière technique ne détermine pas la direction du flux et est très fragile.

Pour les mesures de vitesse à dynamique élevée, il faut s'orienter vers les sondes à effet Doppler³, qu'elles soient à ultra-sons ou à laser. Dans les deux cas le capteur nécessite des particules en suspension dans le liquide à mesurer. Les particules ont pour rôle de réfléchir l'onde sonore ou lumineuse émise par la sonde. Le DSCL a utilisé ce type de capteur pour la mesure de v_p , dans sa version à ultra-sons, et l'a disposé à 10 cm en sortie de la tuyère afin d'avoir une bonne évaluation de la vitesse de l'eau traversant le disque de l'hélice, tout en évitant les fortes perturbations qui se trouvent juste en sortie de la tuyère. C'est ce même capteur, avec la même disposition, que nous avons finalement choisi pour mesurer v_p . Il s'agit du *Sontek ADV 10MHz* avec tête 3D.

Pour les mesures à plus faible dynamique, les capteurs les plus intéressants sont les tubes de Pitot, qui par mesure de la pression statique et dynamique de l'eau

3. Effet Doppler : variation apparente de la fréquence d'une onde émise par une source en mouvement par rapport à un observateur.

permettent d'en déterminer la vitesse, et les capteurs à hélice, constitués principalement d'une hélice libre tournant à une vitesse proportionnelle à celle de l'eau. L'inconvénient de ces deux capteurs est qu'il faut les orienter dans le sens du flux, ce qui obligera à les orienter différemment en fonction du sens de ce dernier. Mais l'acquisition d'un équipement haut de gamme ne se justifie pas pour une telle mesure. Les mesures de v_a se feront avec un tube de Pitot confectionné au laboratoire. Si ces mesures ne sont pas satisfaisantes, l'acquisition d'un capteur à hélice sera à envisager.

Mesure de la poussée

Comme le montre l'état de l'art sur les bancs d'essais (pages 99 à 106), il existe plusieurs moyens pour mesurer la force exercée par l'hélice sur l'eau. Deux grandes familles de solutions existent. Dans la première famille, la mesure de la poussée s'effectue sur l'un des renforts de la structure. Le DSCL (page 99) et le CAUVR (page 103) ont utilisé cette méthode. Elle nécessite cependant d'avoir un degré de liberté de la structure (généralement une rotation) qui est bloqué par le bras de renfort sur lequel est réalisée la mesure. Cela nécessite donc une structure porteuse complexe, avec de possibles problèmes d'étanchéité au niveau des liaisons pivots qui assurent le degré de liberté et la fixation du bras de mesure qui doit maintenir l'ensemble isostatique (c'est à dire que le bras de mesure ne doit pas apporter de contraintes mécaniques supplémentaires).

La seconde famille de solutions repose sur le positionnement du capteur de force entre le propulseur et la structure porteuse. C'est la solution qui a été choisie pour la plupart des bancs d'essais. Dans cette famille de solution, on peut discerner deux choix de capteurs : d'un côté les capteurs industriels, généralement à jauge de contrainte, et d'un autre les capteurs s'appuyant sur la réalisation d'un élément spécial, généralement légèrement déformable et équipé de jauges de contraintes. L'utilisation de capteurs industriels a été faite par le DSCL (page 101) et par le AOPDSL (page 103). La solution de ce premier est très intéressante. Le propulseur est suspendu sous la structure porteuse et le capteur vient se glisser au niveau de la fixation de ces deux éléments. Il s'agit d'un capteur de force six axes de marque *JR3*. Cependant l'emploi d'un tel capteur peut poser des problèmes pour la transmission mécanique du moteur situé en surface vers l'hélice. De plus un capteur six axes est très onéreux, ce qui ne se justifie pas pour l'utilisation d'un seul axe. Pour éviter l'utilisation de ce type de capteur, plusieurs laboratoires ont développé leur propre système de mesure, tel que le "berceau" du LDTN (page 105) ou encore la pièce porteuse à mesure unidirectionnelle du DOE (page 103). Ce type de capteur est très intéressant, car il s'intègre parfaitement à la structure, mais son étude et sa

réalisation demande de solide connaissance en Génie des Matériaux.

La solution finalement retenue est une solution originale développée par l'ICI. La mesure est effectuée en bout d'arbre d'hélice, à l'opposé de celle-ci. L'arbre est monté glissant et vient "appuyer" (la réalité est un peu plus compliquée) sur le capteur de force (voir figure 4.15). Cette solution a l'avantage d'être très compacte et d'avoir une mesure directe, mais elle est limitée par les frottements des roulements et du système de transmission de la puissance.

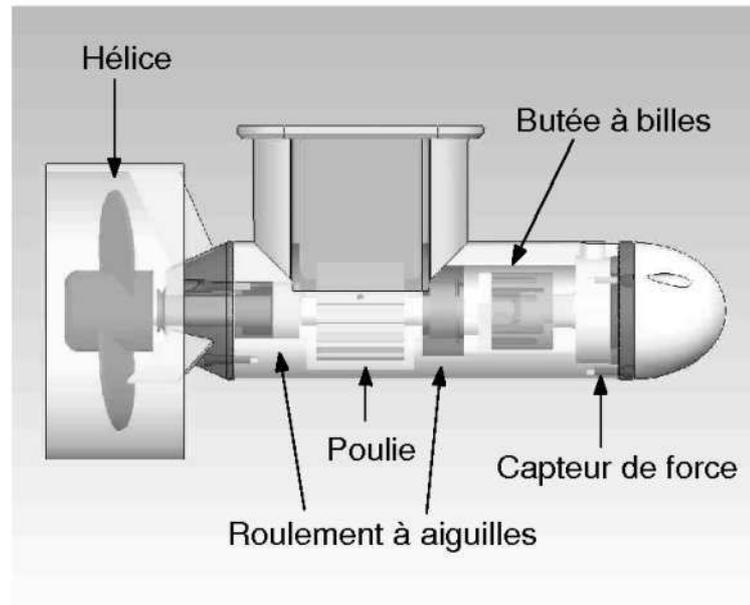


FIG. 4.15 – Vue transparente du propulseur. Source : ICI.

4.2.2.3 Structure et Propulseur

Il y a cinq façons de relier le propulseur au reste de la structure : par l'avant, par l'arrière, par le côté, par le dessous et par le dessus. Une fixation par l'avant ou par l'arrière obligerait à mettre certaines parties de la structure directement dans l'axe du flux de l'hélice. De plus, tout comme la fixation par le côté, il y a un important porte-à-faux qui nécessite donc une fixation très rigide, et peut provoquer des résonances basses fréquences. Ces trois premières solutions sont donc abandonnées. La fixation par le dessous a plusieurs avantages : pas de porte à faux, bonne répartition mécanique des efforts, pas de partie dans le flux de l'hélice et maîtrise facile des fréquences de résonance. Cependant une fixation par le dessous oblige à fixer la structure au fond du bassin, ce qui risque de compromettre l'étanchéité de celui-ci, et cette disposition complique également la fixation du moteur en position émergée. Reste donc la fixation par le dessus : une plate-forme est disposée en surface

et vient s'appuyer sur le haut des parois du bassin, ce qui permet d'éviter d'altérer l'étanchéité. Le support moteur vient prendre place sur cette plate-forme, à la verticale du propulseur qui est suspendu sous le support. La solution choisie ressemble donc beaucoup au second banc d'essais du DSCL (page 101), mais avec un moteur au dessus de la structure plutôt qu'intégré au propulseur.

Comme cela a déjà été dit plus haut, le propulseur a une forme hydrodynamique, avec pour fonction principale d'empêcher l'eau de parvenir à la transmission mécanique et au capteur. Sa forme et ses dimensions dépendent donc en grande partie des éléments mécaniques à protéger. Pour l'hélice, plusieurs 'séries' sont possibles. Ces séries sont en majorité prévues pour la propulsion de navires ou de bateaux de plaisances, et ont donc un sens d'avance privilégié. Dans le cadre de la commande en position, aucune direction n'est privilégiée. L'hélice doit donc être à pales symétriques, afin d'avoir les mêmes propriétés dans un sens comme dans l'autre. Il faut cependant noter qu'à cause du bâti du propulseur et de sa fixation qui sont dans l'axe du flux de l'hélice, on ne peut s'attendre à avoir exactement la même poussée dans les deux directions. Enfin, dernière question, faut-il ou non caréner l'hélice? Le carénage d'une hélice consiste à installer l'hélice dans un tube généralement court. Ce carénage permet à faible vitesse d'augmenter le rendement de l'ordre de 5%. Un profil adapté de ce tube permet encore d'améliorer d'un ou deux pour-cent les performances. Par contre à des vitesses plus élevées le tube n'améliore pas ou peu les performances et peut également augmenter les risques de cavitation. Or, lors d'une commande en position, les vitesses sont relativement faibles, et sont plus dues aux courants marins qu'aux déplacements proprement dits du véhicule à contrôler. L'usage d'un carénage se justifie donc pleinement. On pourra de plus noter que toute l'étude amont c'est faite pour un propulseur caréné et il est donc logique d'utiliser ce même type de propulseur pour la partie expérimentale.

4.2.3 Dimensionnement et étude approfondie

4.2.3.1 Dimensionnement et choix du moteur et des éléments de commande

La puissance des propulseurs utilisés par les différents laboratoires présentés précédemment était de 2kW. C'est donc cette valeur qui est retenue pour le dimensionnement du moteur. Cependant la puissance n'est pas la seule grandeur nécessaire. Pour sélectionner un moteur il faut au moins connaître deux valeurs parmi : la puissance nominale, la vitesse nominale et le couple nominal. La seconde valeur est trouvée à l'aide de la simulation et du jeux de paramètres du DSCL. Sur la figure 4.16 obtenue par simulation de l'ensemble machine-hélice, on peut constater

que lorsque le moteur produit une puissance utile de 2 kW, la charge (c'est à dire l'hélice en rotation dans l'eau ainsi que les frottements) oppose un couple résistant d'environ 27,5 Nm. On en déduit donc une vitesse de 700 tr/min. L'ensemble moteur plus réduction doit donc permettre un couple de 27,5 Nm et une vitesse de 700 tr/min.

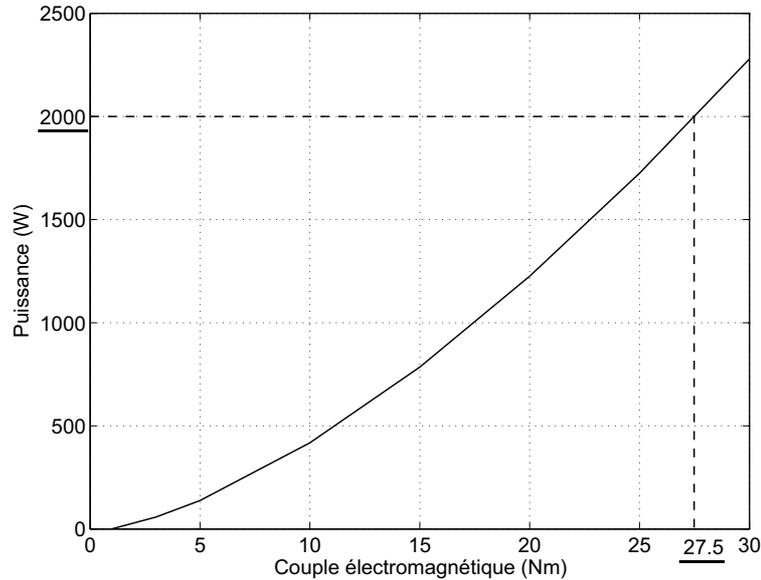


FIG. 4.16 – Puissance fournie par le moteur en fonction de son couple électromagnétique. Estimation réalisée par simulation de l'ensemble machine-hélice.

Cependant, il y a une marge d'erreur assez importante sur l'estimation et comme cela est présenté au paragraphe 4.2.3.2, l'hélice choisie est plus petite que l'hélice simulée. Or, plus la surface d'une hélice est petite, plus la poussée à vitesse égale est faible. Il faut donc tourner plus vite. Par sécurité on double donc la vitesse de rotation nécessaire. On arrive donc à un moteur largement sur-dimensionné, mais qui permettra de faire des essais en toute sérénité. Finalement, le moteur choisi est un *Yaskawa* de 4,4 kW, avec un couple et une vitesse nominale de respectivement 28 Nm et 1500 tr/min. Cela devrait donc laisser suffisamment de marge que ce soit pour le couple ou la vitesse. Notons également que cette solution permet d'utiliser un rapport de 1:1 pour la transmission.

Le moteur est associé à un variateur 5 kW de la même marque, qui possède des entrées analogiques permettant de commander le moteur en vitesse ou en couple, et des sorties analogiques afin de visualiser la vitesse réelle et la consigne de couple (dans le cadre d'une commande de vitesse ou de position). Un ensemble variateur plus moteur est présenté figure 4.17. L'ensemble des signaux (capteurs y-compris) est relié à une carte dSPACE. Il existe trois références de cartes qui pourraient nous convenir. La DS1104, une carte récente de milieu de gamme et qui utilise un



FIG. 4.17 – Ensemble variateur + moteur de marque Omron / Yaskawa

port PCI. La DS1103, une carte plus ancienne mais qui a évolué pour rester la carte la plus puissante des systèmes mono-carte. Cependant cette carte utilise un bus ISA, difficile, voire impossible, à trouver dans les PC récents, mais qui peut être mise dans un rack externe alimenté sur secteur ou en 12 V (boîtier AutoBox, représenté figure 4.18) pour une utilisation nomade. Enfin la MicroAutoBox est une carte dSPACE dans un boîtier spécialement conçu pour les applications automobiles, donc robuste et de faibles dimensions. Cette dernière est d'une puissance comparable à la DS1103, mais avec une connectique un peu plus restreinte. Du fait de la puissance nécessaire pour tester des algorithmes tels que le filtrage particulaire, la DS1104 semble un peu juste. Comme il est envisagé de déplacer le banc d'essais dans les installations de l'Ecole Centrale de Nantes, et également à plus long terme d'avoir une maquette naviguante, les deux solutions pouvant convenir restent la DS1103 en boîtier AutoBox ou la MicroAutoBox. Les deux solutions ayant un coût similaire, c'est la DS1103 en boîtier AutoBox qui est choisie, pour son plus grand nombre de signaux d'entrée/sortie, et donc sa meilleure modularité.

4.2.3.2 Conception de la structure

Comme cela a été dit précédemment, la structure a été développée en collaboration avec l'ICI de Saint-Nazaire. La structure se décompose en trois parties : le support, le chariot et le propulseur. Le rôle du support est de guider le chariot. Il est ainsi constitué d'une poutre principale qui traverse le bassin et de deux demies-poutres transversales entre lesquelles vient s'insérer le chariot (voir figure 4.19). Les poutres ont été dimensionnées de façon à avoir leur premier mode de résonance au delà de 100 Hz, cela afin de ne pas perturber le capteur de force qui travaille en basses fréquences. Il s'en suit que ces poutres sont mécaniquement sur-dimensionnées, ce



FIG. 4.18 – *Rack transportable Autobox de dSPACE*

qui explique leur section importante. Afin d'alléger l'ensemble de la structure, mais aussi pour des raisons de corrosion, elles sont réalisées en aluminium, comme l'est d'ailleurs quasiment toute la structure. Un pied central permet également de réduire encore un peu les vibrations basses fréquences.

Le chariot a deux fonctions : maintenir le propulseur dans le bassin à une profondeur fixe et à une distance variable du bord du bassin et positionner le moteur à la verticale du propulseur tout en protégeant la transmission de l'eau. Le moteur prend place sur une nacelle mobile qui permet de tendre la courroie (voir paragraphe suivant). La liaison entre le moteur et la courroie est réalisée à l'aide d'un accouplement rigide et d'une poulie guidée en rotation par des roulements auto-aligneurs. Le haut du chariot est constitué des mêmes poutres que la structure pour les mêmes raisons de résonance en dessous de 100 Hz. La transmission est protégée par un tube vertical, maintenu par quatre renforts, eux aussi dimensionnés dans un souci de faibles résonances à basses fréquences. L'ensemble support plus chariot est visible figure 4.19.

En bas du tube on trouve le propulseur qui y est fixé par boulonnage. Le propulseur se compose d'une hélice fixée sur axe glissant et arrêtée en translation par le capteur de force. La transmission de puissance se fait par un ensemble courroie/poulie. Une autre solution pour la transmission aurait été un axe vertical descendant dans le tube depuis le moteur et un engrenage à pignons coniques dans le propulseur. Mais par rapport à ce système la courroie a deux avantages : la réalisation est plus simple, et la courroie, contrairement aux pignons coniques, ne transmet théoriquement aucune force selon l'axe de l'hélice (et donc du capteur de force). En effet, dans le cas de pignons coniques, du fait de l'inclinaison des dents il existe en plus de la force tangentielle à l'axe et qui le fait tourner une force colinéaire à ce dernier. Par contre que se soit une transmission par pignon ou par courroie, il existe également une force normale à l'axe, mais normalement celle-ci n'est pas gênante pour la mesure de la

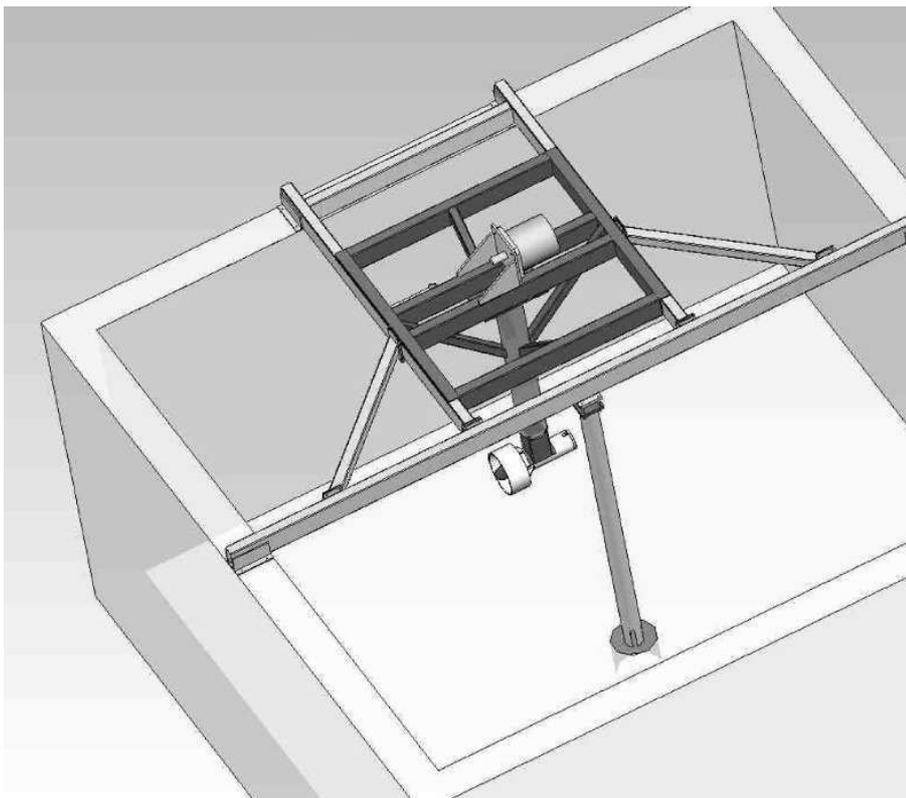


FIG. 4.19 – Vue isométrique de la structure. Source : ICI.

force. Le principe du propulseur est détaillé figure 4.15.

4.2.3.3 Réalisation d'un tube de Pitot

Un tube de Pitot est normalement constitué de deux tubes “gigognes”, comme présenté à la figure 4.20. Le tube interne est percé à son extrémité et permet de mesurer la pression totale P_t du fluide, qui est liée à sa vitesse selon l'axe du tube. Le tube externe est percé de plusieurs trous sur sa périphérie et permet de mesurer la pression statique P_s de l'eau, c'est à dire celle qui est uniquement due à la hauteur d'eau au dessus du tube. La différence entre P_t et P_s est appelée la pression dynamique. L'équation de Bernoulli permet alors de calculer la vitesse de l'eau à partir des pressions P_t et P_s :

$$v_a = \sqrt{2 \frac{P_t - P_s}{\rho}} \quad (4.1)$$

En pratique un capteur différentiel permet de mesurer directement la différence de pression entre P_t et P_s . Par contre un tube gigogne n'est pas des plus faciles à réaliser. Il a donc été décidé d'utiliser deux tubes parallèles, l'un pour la mesure de la pression totale, l'autre pour la mesure de la pression statique, les deux tubes

étant écartés d'environ 80 mm. On supposera que le flux de l'eau est le même sur les deux tubes. Le résultat est visible sur la figure 4.21.

4.3 Mise au point du banc d'essais

4.3.1 Tests du banc d'essais

4.3.1.1 Essais hors eau

Les essais hors eau ont été effectués avec le banc complet, la courroie tendue, mais sans eau dans le bassin. Les régulations en couple ou en vitesse du moteur avec les paramètres par défaut du variateur ont donné de très bon résultats.

Par contre, comme le montre la figure 4.23, les signaux du capteur de force sont très bruités. En fait, ces bruits apparaissent dès la mise sous tension du variateur et augmentent encore un peu lorsque l'on active la partie puissance du variateur. Cependant ils semblent indépendants de la vitesse de rotation du moteur. Ces bruits peuvent avoir deux origines. La première de ces origines est de type perturbations électromagnétiques qui proviendraient du câble de liaison série du variateur au capteur de position du moteur, du câble de puissance entre le variateur et le moteur et enfin du moteur qui peut lui-même rayonner. La seconde origine pourrait être une boucle de masse. Cependant, aucune boucle n'a pu être découverte malgré une analyse fine du câblage et l'utilisation d'une alimentation sur batterie du capteur de force. Le bruit a cependant pu être atténué en reliant la tresse de blindage du câble de puissance côté variateur, et surtout en reliant la tresse de blindage du câble du capteur de force à la terre, via la structure. Cette dernière liaison a été réalisée en mettant à nu la tresse de blindage de ce câble et en soudant un fil électrique relié à la structure. Le signal en provenance du capteur de force devient alors lisible.

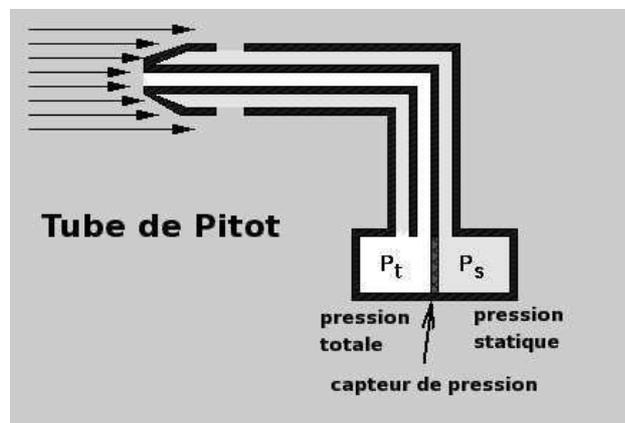


FIG. 4.20 – *Principe du tube de Pitot. Source : Wikipedia*

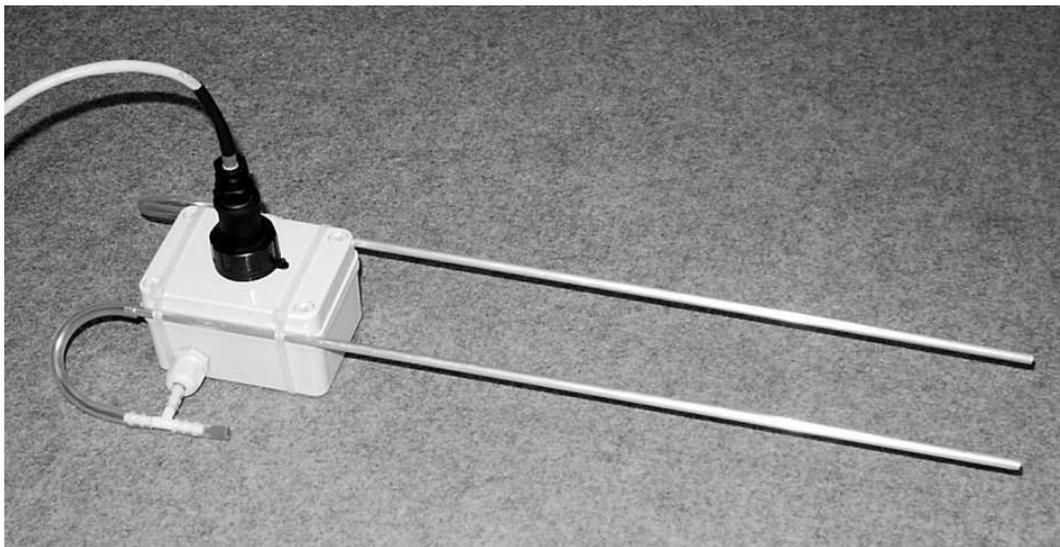


FIG. 4.21 – *Tube de Pitot réalisé par le laboratoire*

Un autre problème est apparu sur le capteur de force : que ce soit en statique ou en rotation, il y avait une hystérésis importante lorsqu'on appliquait une force sur l'axe d'hélice. Et cela dans les deux sens. Une vérification attentive des éléments mécaniques du propulseur a montré un défaut d'usinage de l'axe de l'hélice. Une rectification de cet axe a permis de ramener l'hystérésis à un niveau négligeable. Il est de toute façon impossible d'annuler complètement cette hystérésis à cause des frottements dans les roulements. A présent, hors eau, l'application d'une force sur l'axe de l'hélice est parfaitement visible sur un oscilloscope et est tout à fait exploitable, même si du bruit persiste encore et que des "pics" dus à la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) du variateur sont encore visibles. Mais comme nous le verrons plus loin, il est possible d'atténuer ces pics et une partie du bruit à l'aide de filtres électroniques.

4.3.1.2 Essais en eau

Enfin, un autre problème, qui était prévisible, est apparu au bout de quelques temps de fonctionnement. L'utilisation d'un accouplement rigide, malgré le soin apporté à l'alignement des axes, a fini par avoir raison des roulements supportant la poulie de la courroie. Les deux roulements ont donc été remplacés et un accouplement à lamelles métalliques a pris la place de l'accouplement rigide. Ce type d'accouplement est très intéressant dans les applications robotiques car il permet d'avoir une élasticité axiale, radiale et angulaire, tout en étant très rigide en torsion.

Les essais avec le bassin rempli ont montré que le variateur maintenait ses performances malgré la non-linéarité de la charge. Cela a également été l'occasion de



FIG. 4.22 – *Vue de la partie inférieure du banc d'essais*

tester le vélocimètre Sontek. Malgré l'absence de référence de comparaison, les performances de ce capteur nous ont semblé assez bonnes. Tant que les remous dus au choc de l'eau projetée sur les parois du bassin sont faibles, le vélocimètre donne une vitesse relativement peu bruitée. L'origine de ce bruit venant en grande partie des turbulences en sortie de l'hélice. Puis, lorsque la poussée de l'hélice augmente, les remous deviennent si importants que l'information donnée par le vélocimètre est inexploitable. Mais l'ajout de plaques arrondies dans les angles a permis de canaliser le flux et de diminuer ainsi les remous.

Les essais en eau ont également montré la présence de fuites importantes au niveau du propulseur. La principale de ces fuites se situait à la jonction du propulseur et du tube vertical qui le maintient. Lors du soudage de chacun de ces éléments, des défauts de planéité sont apparus. Ces défauts étaient trop importants pour que le joint utilisé puisse parfaitement assurer l'étanchéité. Ce joint, ainsi que tous les autres joints statiques, ont donc été complétés par du mastic à base de silicone. Une seconde fuite a été décelée au niveau de la sortie de l'axe de l'hélice, malgré la graisse appliquée en grande quantité à l'intérieur du propulseur de ce côté de l'axe et la présence d'un joint "V-ring" à l'extérieur. Quelques essais ont montré que ce joint n'était pas suffisamment plaqué contre le bâti du propulseur. Une fois

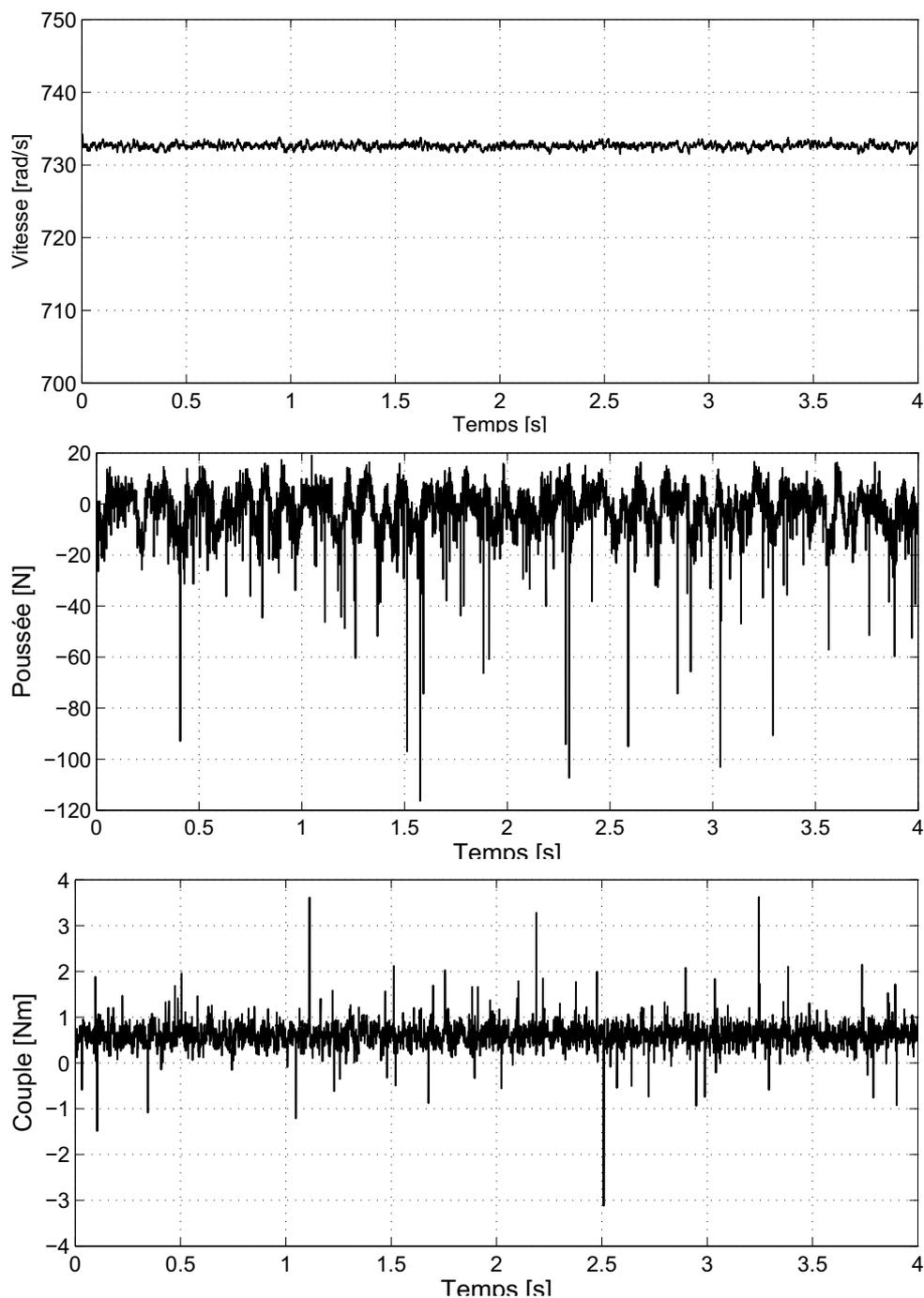


FIG. 4.23 – Mesures de la vitesse, de la poussée et du couple à vide. $\Omega = 732 \text{ rad/s}$

ce joint plaqué correctement, une légère fuite a persisté durant les premières heures d'utilisation puis s'est arrêtée d'elle même.

L'eau a également mis en évidence un problème d'oxydation. En effet, malgré l'utilisation de matériaux inoxydables (principalement aluminium et acier inoxydable), des points d'oxydation sont apparus sur le propulseur et la partie immergée de la structure. L'origine de cette oxydation peut provenir de la qualité de l'al-

FIG. 4.24 – *Vue d'ensemble du banc d'essais*

liage de l'aluminium utilisé, mais aussi d'une oxydoréduction entre l'aluminium et l'incox. En effet, bien qu'il s'agisse d'eau douce et donc à très faible concentration en sels, elle a toutefois une concentration non négligeable en ions, notamment les ions chlorures qui lui sont ajoutés à des fins sanitaire. Sur quelques éléments en aciers non-inoxydables qui n'étaient pas encore protégés, l'ajout de pastilles chlorées a montré une augmentation de la vitesse d'oxydation de ceux-ci.

4.3.2 Etude harmonique des signaux du capteur de force

Lors des essais en eau, un bruit important ainsi que des perturbations basses-fréquences sont apparus sur le capteur de force. Comme le montre la figure 4.25, l'amplitude du bruit est suffisamment importante pour rendre inexploitable le capteur de force.

Une étude fréquentielle a donc été menée pour trouver l'origine de ces bruits et perturbations. Certaines de ses perturbations ont une fréquence fixe, tandis que d'autres ont une fréquence liée à la vitesse de rotation de l'hélice. On pose donc H la fréquence de rotation de l'hélice.

Les premiers essais sont réalisés à vide et sans filtrage des signaux en provenance du capteur de force. L'analyse de Fourier présentée figure 4.26 montre des raies

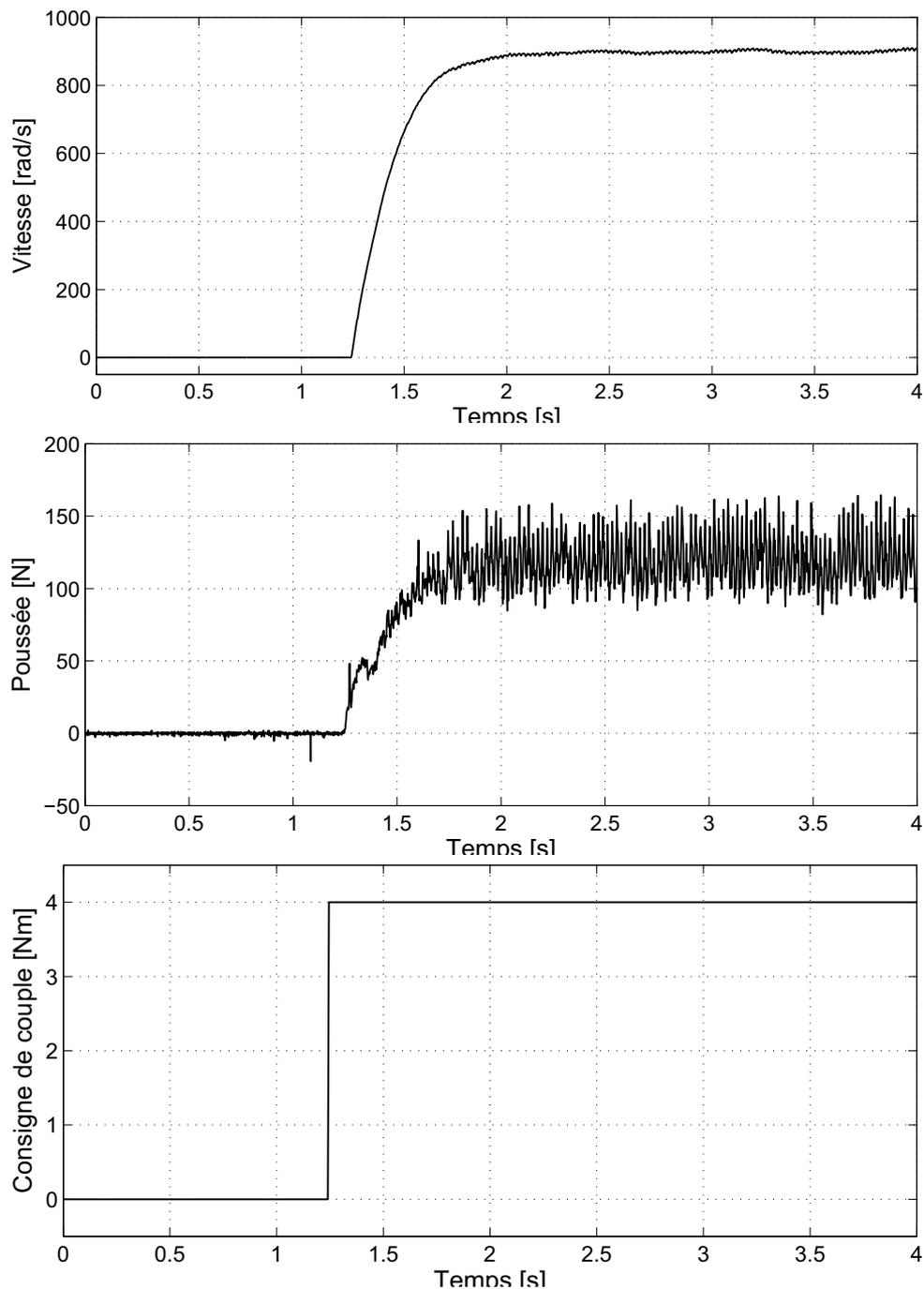


FIG. 4.25 – Réponse à un échelon de couple de 4 Nm.

multiples de 100 Hz, un ensemble de raies quasiment en peigne, ainsi que deux raies à environ $0,425 H$ et $0,85 H$. Ces deux dernières raies proviennent certainement d'un défaut ou d'une usure prématurée des roulements, car cette fréquence correspond à peu près à la fréquence de rotation d'une bille de roulement par rapport à la bague extérieure (voir annexe C). Pour en être sûr et par la même occasion corriger le problème, le seul moyen serait de remplacer les roulements un à un jusqu'à la

disparition du phénomène.

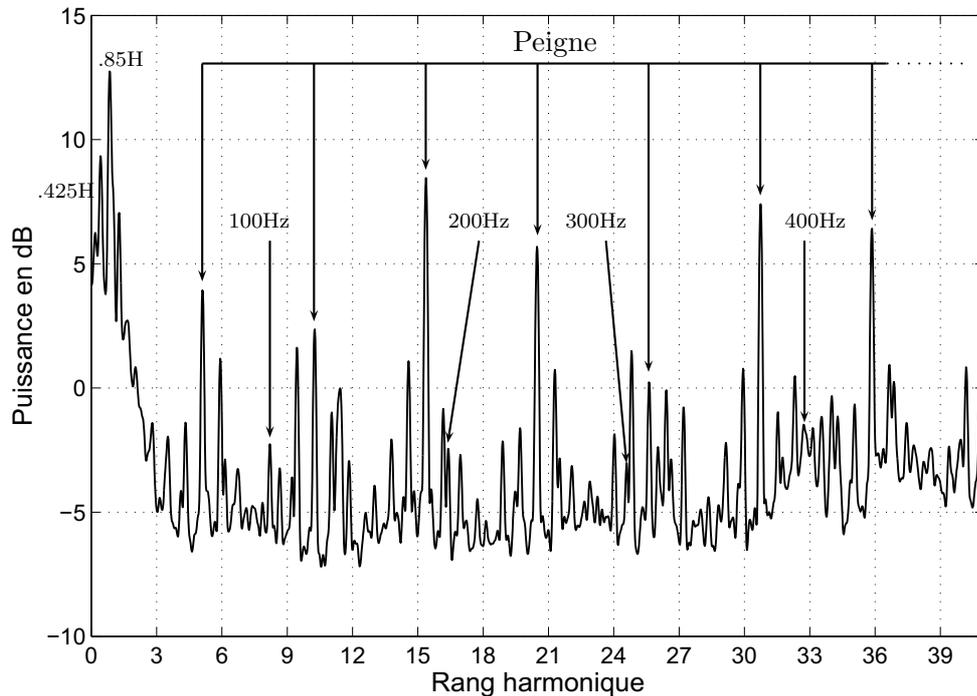


FIG. 4.26 – Analyse de Fourier. Essai à vide.

Quant aux raies en peigne, si on les assimile à un peigne de Dirac, on en déduit qu'elles correspondent en temporel à une perturbation constituée d'une série d'impulsions de fréquence fixe et égale à la fréquence fondamentale du peigne. De plus, si l'on modifie la fréquence d'échantillonnage, la fréquence de ces pics varie également. Il y a donc une inter-modulation entre la fréquence d'échantillonnage et une fréquence supérieure à la moitié de la fréquence d'échantillonnage (on ne respecte donc pas la condition de Shannon). Cette perturbation a en fait déjà été identifiée précédemment. Il s'agit du bruit généré par la MLI et transmis de façon électromagnétique au signal de mesure. Ce bruit sera atténué en utilisant un ou plusieurs filtres réjecteurs et en utilisant des paires torsadées différentielles qui ont la particularité d'être robustes aux perturbations électromagnétiques lorsque le signal transporté est de type basses fréquences.

Enfin les raies multiples de 100 Hz viennent en grande partie de l'alimentation du capteur de force qui n'atténue qu'imparfaitement la fréquence du réseau électrique. On pourra donc ramener ses raies au niveau du bruit de fond en utilisant une alimentation sur batterie pour le capteur de force.

Lors des essais en charge, d'autres perturbations sont apparues. Bien que ce ne soit pas très visible sur la figure 4.27, on notera tout de même l'apparition d'une raie de fréquence H . Cette perturbation peut donc venir de défauts d'usinage qui ne

seraient perçus qu'en charge, ou alors d'une asymétrie des pales de l'hélice. Il sera cependant assez difficile de contrer cette perturbation.

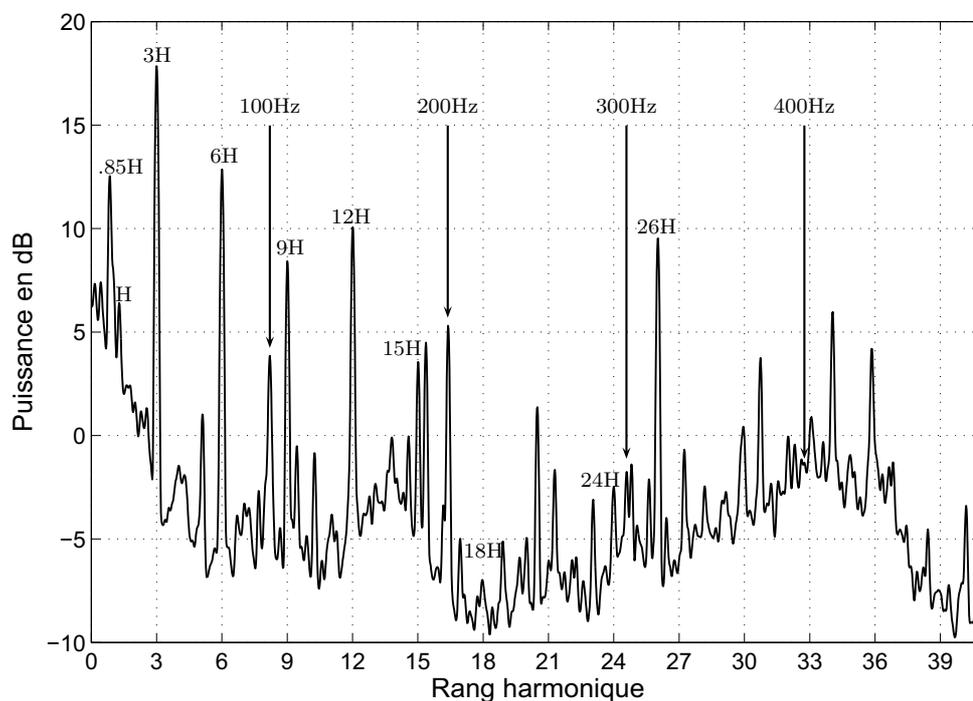


FIG. 4.27 – Analyse de Fourier. Essai en charge.

Une autre perturbation, de fréquence $3H$, sera finalement encore plus gênante. Cette perturbation a en effet une amplitude assez élevée, et possède plusieurs harmoniques situés aux fréquences $6H$, $9H$, $12H$, etc. Or on notera que le propulseur est équipé d'une hélice à trois pales. Il s'agit donc d'une perturbation hydrodynamique qui a lieu à chaque fois qu'une pale passe en un certain endroit. Une asymétrie du propulseur pourrait alors expliquer cette perturbation : il s'agit du tube vertical qui maintient le propulseur en place et protège la courroie de l'eau. A chaque fois qu'une pale de l'hélice passe devant ce tube (qui n'est qu'à une douzaine de centimètres du tube) le flux à proximité de la pale est perturbé, ce qui modifie également la poussée globale de l'hélice. La solution la plus adaptée serait donc d'éloigner l'hélice de ce tube, et d'étudier la forme de celui-ci afin qu'il génère le moins de perturbations possibles, tout en conservant sa fonction de maintien et de protection du propulseur et de la courroie. Mais pour éviter ces modifications importantes du propulseur et de la structure, une solution alternative peut être utilisée : en étudiant la variation de la poussée en fonction de la position de l'hélice, il doit être possible de synchroniser l'échantillonnage de la poussée sur la position afin de n'effectuer les mesures qu'au moment où la poussée instantanée est proche de la poussée moyenne de l'hélice. Si la fréquence maximale d'échantillonnage le permet, on peut aussi prendre plusieurs

points de mesures par tours puis moyenner sur un tour complet de l'hélice et donner un résultat synchronisé avec la vitesse de l'hélice.

La dernière raie relevée correspond à une fréquence de $26 H$. Cette fréquence serait liée aux poulies de la courroie qui contiennent chacune 26 dents. Leur effet n'apparaît qu'en charge et pourrait être lié aux frottements variables de la courroie en fonction de la position des dents, et/ou à un défaut de parallélisme entre les poulies et/ou à un problème de voilage de ces dernières. De part la difficulté à déterminer l'origine du problème et la conception du banc basée sur une transmission par courroie, il est donc difficile d'atténuer cette perturbation en corrigeant le banc d'essais. Par contre, cette fréquence étant plus élevée que les autres et n'apparaissant qu'en charge, c'est à dire lorsque l'hélice atteint une certaine vitesse de rotation, il se peut qu'un filtre électronique puisse atténuer au moins en partie son influence.

Enfin, notons un bruit de fond, d'intensité plus ou moins grande en fonction des essais. Ce bruit peut être en partie dû aux remous et turbulences à proximité de l'hélice. La diminution des remous par l'arrondissement des angles du bassin devrait donc diminuer ce bruit.

4.3.3 Discussion sur les choix réalisés

Comme cela a été montré ci-dessus, le principal problème de ce banc d'essais est l'impact de la mécanique sur la qualité de la mesure de la poussée. En effet, la mesure n'est pas isolée et est très dépendante des éléments mécaniques auxquels le capteur est relié. Parmi ces éléments on peut citer les axes du moteur et de l'hélice, les roulements, les poulies ou encore la courroie. Pour obtenir une mesure non-perturbée par ces éléments, il faut donc choisir un emplacement où le capteur n'est pas en liaison directe avec la transmission ou toute autre pièce mobile, et où la poussée générée par l'hélice est entièrement retransmise, ce qui n'est pas tout à fait le cas avec ce banc d'essais. Cela ne semble pas facile, comme le montrent plusieurs bancs d'essais présentés à la section 4.1, notamment le second banc d'essais du DSCL (page 101), celui du AOPDSL (page 103) ou encore celui du LDTN (page 105). Dans les trois cas le capteur de force s'interpose dans une liaison rigide entre le propulseur et la structure qui le supporte.

Pour en revenir au banc d'essais qui est étudié ici, si l'on prend en considération ce qui vient d'être dit, il faut donc que le capteur de force soit situé entre le chariot et la structure. On perdrait bien entendu la souplesse du réglage de la position du propulseur, mais en contre-partie on mesurerait la poussée réelle de l'hélice. Cependant, vu les dimensions du chariot, il n'est pas possible d'utiliser un unique capteur de force. L'utilisation de quatre capteurs aux quatre coins du chariot serait plus judicieux. Il ne faut pas non plus oublier que ces capteurs devront supporter

tout le poids du chariot et du propulseur. Des capteurs en anneaux avec mesure radiale de la force et disposés de façon à ce que leur axe soit vertical peuvent être intéressants.

Un autre point à améliorer est l'hydrodynamisme du propulseur. En effet, le tube vertical qui le maintient a des dimensions importantes et par endroits une forme qui a tendance à perturber l'écoulement de l'eau. Cela apparaît sur les mesures de la poussée puisque qu'à chaque passage d'une pale devant ce tube, on peut observer une variation non négligeable de la poussée. Il serait donc intéressant d'affiner cette partie et également de l'éloigner de l'hélice.

Conclusions et perspectives

La recherche bibliographique a montré qu'il y avait relativement peu de littérature concernant la commande en poussée. Mais ce faible nombre de publications est à l'image du nombre de laboratoires ayant travaillé sur le sujet. Avec près de la moitié des articles publiés sur la commande en poussée, c'est apparemment l'équipe de Bachmayer et Whitcomb de la John Hopkins University qui s'est la plus impliquée dans ce domaine, à la fois sur les modèles, la commande et la réalisation de deux bancs d'essais. A côté de cela, on trouve quelques articles fondamentaux, notamment celui de Healey *et al* qui posent les bases du modèle de l'aile portante. L'équipe de Fossen, de l'Université Norvégienne de Science et de Technologie, a également travaillé sur la commande en poussée, mais la majeure partie de leur travaux porte plutôt sur la commande en position. Enfin, on trouve un certain nombre de publications qui s'appuient très souvent sur les travaux des premiers cités, ainsi que quelques livres sur les hélices et la propulsion navale qui abordent le sujet de la commande en poussée, mais sans lui donner une place significative.

Malgré une littérature peu abondante, plusieurs modèles et lois de commande ont été développés. Parmi les modèles utilisés pour la modélisation hydrodynamique de l'hélice, trois sont à retenir : tout d'abord le modèle en régime permanent. C'est un modèle très simple et qui donne des résultats satisfaisants en régime stabilisé. Par contre, il ne modélise absolument pas les régimes transitoires, et ne prend pas en compte la vitesse ambiante relative de l'eau. C'est deux derniers points rendent ce modèle moins intéressant si l'on souhaite faire de la commande en position. Un second modèle, toujours basé sur le régime permanent et appelé modèle du pseudo régime permanent, est également digne d'intérêt. Ce modèle prend cette fois-ci en compte la vitesse ambiante de l'eau et est basé sur un ensemble d'abaques fournis par les fabricants d'hélice. Cela permet d'éviter la phase d'identification des paramètres hydrodynamiques (réalisée par le fabricant). Enfin le modèle qui donne les meilleurs résultats est le modèle de l'aile portante, aussi appelé modèle quatre quadrants. Le principal avantage de ce modèle est qu'il tient compte des régimes transitoires de l'hélice. Son principe est d'assimiler les pales de l'hélice à des ailes d'avion. Sur ces pales s'appliquent une portance et une traînée qui dépendent de l'angle d'attaque de

la pale par rapport à l'eau. La difficulté de mise en œuvre de ce modèle est la mesure des caractéristiques de la portance et de la traînée en fonction de l'angle d'attaque, que l'on approxime assez souvent par des fonctions trigonométriques simples. Le second point négatif de ce modèle est qu'il utilise la relation hydrodynamique de base pour déterminer la vitesse axiale de l'eau qui traverse l'hélice. Or, comme on l'a montré dans ce mémoire, cette relation n'est pas toujours valide. Cependant, il a également été montré que cette relation pouvait être améliorée en l'approximant par un polynôme du second ordre.

Pour la commande, nous nous sommes principalement intéressés aux commandes sans capteur de force. En effet, un capteur de force est souvent onéreux et assez complexe à mettre en œuvre. Deux commandes ont retenu notre attention. Tout d'abord la commande dite "FF" ou commande en boucle ouverte. Elle repose sur l'inversion du modèle en régime permanent, permettant ainsi de déterminer (ou plutôt d'estimer) le courant à appliquer au moteur en fonction de la poussée souhaitée. Bien entendu, cette commande n'est pas très performante, mais de par sa simplicité et son faible coût, elle est très employée. La seconde commande, dite "MBV", repose sur l'inversion du modèle de l'aile portante. A partir de la consigne en poussée et d'une estimation de la vitesse axiale de l'eau à travers l'hélice, elle détermine la vitesse à laquelle faire tourner l'hélice. Une boucle de régulation en vitesse, prenant en compte la dynamique du propulseur, permet alors de faire tourner l'hélice à la vitesse souhaitée. Grâce à l'emploi du modèle de l'aile portante et de la boucle de régulation de vitesse, cette commande permet d'obtenir de très bons résultats. Son principal inconvénient est une faible robustesse, car la détermination de la vitesse de rotation se fait toujours en boucle ouverte, c'est à dire sans retour d'information.

L'un des objectifs de nos travaux était le développement d'une commande originale. Sur le constat que toutes les commandes étaient au moins partiellement basées sur un contrôle en boucle ouverte, nous nous sommes orientés vers l'étude de commandes utilisant une estimation des variables hydrodynamiques à partir des grandeurs mesurables, que sont : le courant électrique, la vitesse de rotation et la vitesse ambiante de l'eau. Le couple hydrodynamique étant également le couple utile du moteur, dont on connaît le modèle électromécanique, il est possible d'observer ce couple grâce aux mesures du courant électrique et de la vitesse de rotation de l'axe. Trois observateurs ont été étudiés pour l'observation du couple hydrodynamique : l'observateur de Luenberger étendu associé à la méthode de placement de pôles, le Filtre de Kalman Etendu Stationnaire (FKES) et enfin le filtrage particulaire. C'est le FKES qui a été retenu, car il offre de très bonnes performances pour un coût en calcul beaucoup plus faible que pour le filtrage particulaire. L'observateur de Luenberger étendu, bien que de structure équivalente au FKES, est pénalisé par

la méthode du placement de pôles, qui ne donne pas d'aussi bons résultats que la méthode de réglage du FKES. A présent que l'on possède l'observation d'une grandeur hydrodynamique, en l'occurrence le couple, le modèle de l'aile portante permet de déterminer les deux autres. C'est tout d'abord la vitesse axiale qui a été estimée par le modèle inverse de l'aile portante. Cette estimation pose quelques soucis lorsque la vitesse de rotation est faible, mais ce problème a été résolu en commutant l'estimation sur un second modèle, moins précis mais plus stable. La dernière étape consiste enfin à estimer la poussée. Cela est à nouveau réalisé à l'aide du modèle de l'aile portante et pose moins de difficulté que pour l'estimation de la vitesse axiale.

Possédant à présent une observation ou à défaut une estimation des grandeurs hydrodynamiques, nous pouvons les utiliser pour améliorer ou réaliser de nouvelles commandes en poussée. Avant de passer à la réalisation de celles-ci, nous nous sommes intéressés à l'amélioration de la commande "MBV" qui souffre, comme nous l'avons déjà dit, d'un problème de robustesse. Ainsi, en remplaçant l'estimation de la vitesse axiale à partir de la consigne en poussée par son estimation à partir de l'observation du couple hydrodynamique, on a pu globalement augmenter la robustesse de cette commande, mais en contrepartie ses performances ont été diminuées et elle est devenue un peu plus sensible aux paramètres électromécaniques. Au delà de l'amélioration de commandes existantes, l'estimation de la poussée permet également de développer de nouvelles commandes. Bien qu'à peu près n'importe quelle commande classique puisse être alors utilisée, nous nous sommes limités dans ce mémoire à trois correcteurs de types PID (Proportionnel, Intégral, Dérivé), à savoir les correcteurs PB (Passe-Bas), PI (Proportionnel, Intégral) et IP (Intégral, Proportionnel). Parmi ces commandes, qui ont toutes de bonnes performances, deux se sont distinguées : le correcteur PI, qui obtient les meilleurs résultats, et le correcteur PB, qui permet de filtrer les hautes fréquences et ainsi d'atténuer les vibrations générées par le propulseur. Finalement, la réalisation de la nouvelle commande basée sur l'association d'un estimateur de poussée par observation du couple hydrodynamique à un correcteur PI donne des résultats très satisfaisants. Cette commande n'utilise plus de contrôle par boucle ouverte comme c'était le cas avec les commandes précédentes, même si le problème s'est peut être reporté sur la robustesse de l'observation, avec des estimations de la vitesse axiale et de la poussée sans correction.

Pour valider ces nouvelles commandes, ainsi que les modèles et autres commandes de la littérature, il est apparu évident dès le début de ces travaux qu'un banc d'essais serait nécessaire. Mais la réalisation d'un tel banc est assez délicate, car très peu de bancs du même genre ont déjà été réalisés. Grâce au financement du Conseil Régional des Pays de la Loire, du Conseil Général de Loire Atlantique et de la Communauté Urbaine de Nantes et à une étude conjointe avec l'Institut de Créativité

Industrielle de Saint-Nazaire, ce banc a pu être réalisé, malgré les nombreuses difficultés que cela comportait : dimensionnement des éléments, étanchéité, maîtrise des fréquences de résonance de la structure, transmission de la puissance, principe de mesure de la poussée, etc. Une fois le banc d'essais réalisé, un certain nombre de problèmes techniques sont apparus. Il y a tout d'abord eu quelques erreurs mineures de conception, notamment liées à l'étanchéité et à la transmission de la puissance, mais qui ont été faciles à résoudre. Par contre, il y a également eu des problèmes moins prévisibles et qui sont plus difficiles à corriger. On peut notamment citer des problèmes de compatibilité électro-magnétique (CEM) qui ont déjà pu être corrigés, ainsi que des bruits importants sur la mesure de la poussée. Une analyse fréquentielle a permis de déceler l'origine d'une grande partie de ces bruits et des solutions sont d'ores et déjà prévues et seront mises en oeuvre très prochainement.

Au terme des travaux réalisés depuis le lancement de cette activité, nous pouvons estimer que les premiers jalons de la commande en poussée ont été posés et ont ainsi préparé un contexte favorable à une association avec le Laboratoire de Mécanique des Fluides (LMF) de l'Ecole Centrale de Nantes. Un second doctorat, lui aussi soutenu par le Conseil Régional des Pays-de-la-Loire, va prendre la suite des travaux réalisés jusqu'ici. Ce doctorat va se faire en partenariat entre le LMF et l'IREENA, afin de concrétiser le rapprochement de ces deux structures sur ce thème transversal. Il est également en projet d'adapter le banc d'essais de la commande en poussée aux installations de l'Ecole Centrale de Nantes, c'est à dire au bassin de carène et au bassin de houle, ce qui permettra de pouvoir éviter les problèmes d'effet de bord que nous pouvons rencontrer dans nos installations. Ce partenariat devrait également faciliter les travaux restant à réaliser et qui sont encore assez nombreux. La première tâche à effectuer est l'exploitation du banc d'essais afin de confronter les modèles hydrodynamiques utilisés pour les simulations aux résultats expérimentaux. Cette confrontation permettra de valider ou d'invalider ces modèles et, le cas échéant, d'améliorer les modèles existants ou d'en développer de nouveaux. Lorsque les modèles seront validés, on pourra alors les enrichir en prenant en compte les phénomènes hydrodynamiques qui ont été négligés jusqu'à présent : les courants marins "transversaux", c'est à dire qui ne sont pas colinéaires à l'axe de l'hélice, la houle de surface, qui peut être appréhendée grâce des modèles statistiques, et enfin la cavitation, qui n'apparaît que sous certaines conditions mais qui a une forte influence sur les performances de l'hélice [Ast03]. Cette étape, qui aboutira à la mise en place d'un simulateur, sera réalisée avec la collaboration experte du LMF.

La disponibilité d'un modèle fin permettra de développer des commandes non-linéaires. Grâce à une identification en temps réel des paramètres du modèle, on pourra utiliser des commandes adaptatives qui ajusteront leurs réglages en fonction

des paramètres identifiés, mais aussi de la valeur des variables d'état du propulseur. Afin de mieux prendre en compte les particularités de la fonction de transfert du propulseur, on s'intéressera également à des commandes en logique floue qui sont des commandes très flexibles mais dont le réglage est souvent intuitif. Outre ces commandes, les structures à réseaux neuronaux associées à des algorithmes d'apprentissage pourront également être une solution pour la commande en poussée. Ces commandes et structures auront de plus l'avantage de pouvoir être facilement associées aux commandes adaptatives décrites précédemment. Ces commandes seront alors confrontées à la fois en simulation et expérimentalement aux commandes déjà existantes, notamment celles décrites dans ce mémoire.

En parallèle de la commande en poussée, il faudra également s'intéresser à la commande en position. Cela permettra d'une part d'étudier l'influence des commandes en poussée sur la précision du positionnement et d'autre part de préciser le cahier des charges pour la commande en poussée. Nous avons notamment besoin de mieux connaître les niveaux d'erreur admissibles, ainsi que les temps de réponse souhaités ou encore la façon dont le système doit se comporter face aux bruits. La commande en position sera également l'occasion de s'intéresser à la commande simultanée de plusieurs propulseurs, puisque les véhicules sous-marins peuvent en utiliser jusqu'à six pour pouvoir se mouvoir dans toutes les directions. Enfin, la dernière étape sera d'associer une propulsion classique à hélice aux systèmes à ballasts et à gouvernes de direction et de profondeur. Cette dernière étape permettra de s'intéresser aux sous-marins de plus fort tonnage, mais aussi aux navires de surface, à condition de posséder un modèle fin de ce type de véhicule qui est très sensible à la houle aux vagues et au vent.

Annexe A

Paramètres de simulation

Paramètres électromécaniques

Paramètre	Valeur	Unité
τ_i	1,00	ms
K_m	1,27	Nm/A
J_m	0,012	kg.m ²
f_s	0,54	Nm
f_v	$1,4 \cdot 10^{-4}$	Nm/(rad/s)

Paramètres hydrodynamiques

Paramètre	Valeur	Unité
$\Delta\beta$	1,82	-
ρ	998,0	kg/m ³
r	0,13	m
a	πr^2	m ²
l	0,127	m
γ	2,0	-
ϕ	0,51	rad
$C_{L_{max}}$	0,542	-
$C_{D_{max}}$	1,25	-

Annexe B

Profils de référence

Le chapitre 3 présente plusieurs simulations. Afin de pouvoir les comparer ces simulations utilisent toutes les mêmes profils de référence pour les consignes de courant et de poussée. Ces profils sont constitués de segments de pentes constante (c'est à dire que leur dérivée est constante par morceau). Les coordonnées définissant les profils sont données dans les tableaux suivants :

Courant de référence		Poussée de référence	
Temps	Courant	Temps	Poussée
[s]	[A]	[s]	[N]
0	0	0	0
1	0	1	0
2	13,5	2	150
3	13,5	3	150
4	18	4	200
5	18	5	200
6	4,5	6	50
7	4,5	7	50
8	-9	8	-100
9	-9	9	-100
10	13,5	10	150
11	13,5	11	150
12	0	12	0
15	0	15	0

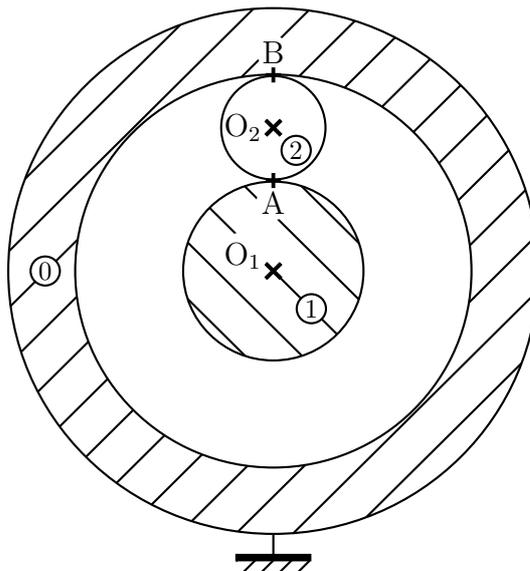
Annexe C

Harmoniques mécaniques générées par les roulements

Cette annexe propose de rechercher les harmoniques mécaniques susceptibles de se produire suite à une usure prématurée ou à un défaut des roulements.

Soient les hypothèses suivantes :

- L'harmonique de rang 1 (le fondamental) correspond à la vitesse de rotation de l'hélice.
- L'étude est réalisée sur un roulement à bille à simple rangée.
- On rapporte l'étude à une seule bille.
- Le roulement entre la bille et les bagues intérieure et extérieure est parfait (pas de glissement).



Les notations sont les suivantes :

- ① la bague extérieure (fixe par rapport au référentiel).

- ① la bague intérieure (en rotation par rapport au référentiel).
 - ② la bille.
 - O_1 le centre du roulement. Il est fixe par rapport au référentiel et par rapport à la bague intérieure.
 - O_2 le centre de la bille. Il est fixe par rapport à la bille.
 - A le point de contact entre ① et ② à l'instant t .
 - B le point de contact entre ① et ② à l'instant t .
- Soit r_1 le rayon de la bague intérieure et r_2 le rayon de la bille.

Usure prématurée de la bague extérieure

Si ① est usée prématurément en une ou plusieurs zones locales, alors un défaut sera perçu à chaque fois qu'une bille passera sur cette zone. On fait l'étude sur une seule bille car avec N billes le phénomène se répétera alors N fois plus souvent.

Supposons que l'usure soit située en B. Le défaut a donc lieu à chaque fois que la bille passera en B. C'est à dire à chaque fois que la bille fera 1 tour. C'est à dire à chaque fois que O_2 aura effectué une rotation de 1 tour (2π) par rapport à O_1 . La fréquence de l'apparition du défaut par rapport au fondamental défini plus haut est donc :

$$F_{\textcircled{1}} = N \frac{\Omega_{O_2/O_1}}{\Omega_{\textcircled{1}/O_1}} \quad (\text{C.1})$$

S'il y a plus d'une zone usée, alors cette fréquence restera la même, mais les harmoniques associées à $F_{\textcircled{1}}$ seront plus nombreux et de plus grande amplitude.

Calcul de $\Omega_{\textcircled{1}/O_1}$:

$$V_{A/\textcircled{0}} = r_1 \cdot \Omega_{\textcircled{1}/O_1} \quad (\text{C.2})$$

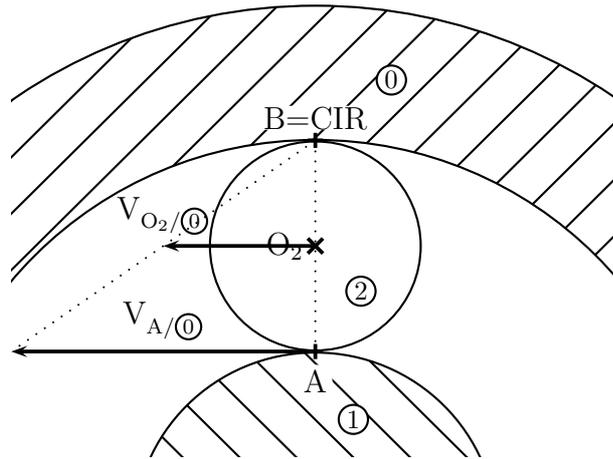
car $A \in \textcircled{1}$, et ① tourne à une vitesse $\Omega_{\textcircled{1}/O_1}$ par rapport à O_1 .

$$V_{B/\textcircled{0}} = 0 \quad (\text{C.3})$$

car $B \in \textcircled{0}$, et ① est fixe par rapport au référentiel.

Comme $V_{B/\textcircled{0}} = 0$ et que B appartient également à ②, on en déduit que B est le centre instantané de rotation de ② par rapport à ①. O_2 se trouvant au milieu du segment [AB], on peut en déduire, par géométrie, la valeur de $V_{O_2/\textcircled{0}}$:

$$V_{O_2/\textcircled{0}} = \frac{1}{2} V_{A/\textcircled{0}} = \frac{1}{2} r_1 \cdot \Omega_{\textcircled{1}/O_1} \quad (\text{C.4})$$



On en déduit donc Ω_{O_2/O_1} :

$$\Omega_{O_2/O_1} = \frac{V_{O_2/0}}{r_1 + r_2} \quad (C.5)$$

$$\Omega_{O_2/O_1} = \frac{r_1}{2(r_1 + r_2)} \Omega_{1/O_1} \quad (C.6)$$

Finalement, à partir de C.1 et C.6, on obtient :

$$F_{\textcircled{0}} = \frac{N \cdot r_1}{2(r_1 + r_2)} \quad (C.7)$$

Usure prématurée d'une bille

Hypothèse : une et une seule bille est localement usée et à chaque “demi-rotation” de la bille cette zone rencontre soit la bague interne, soit la bague externe.

Remarque : si plusieurs billes sont usées, les harmoniques liés au phénomène d'usure auront une amplitude plus élevée.

Supposons qu'à l'instant t la zone usée de la bille se trouve en A. Après un “demi-tour” cette zone se retrouve en B'.

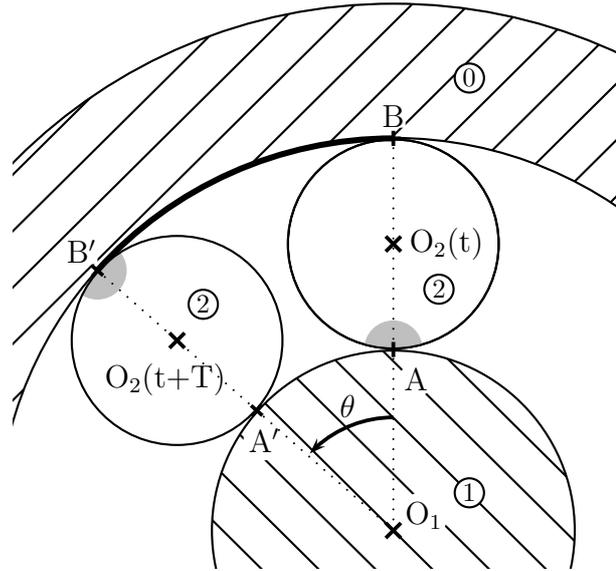
La zone usée met T secondes pour passer de A à B'.

Le roulement étant supposé parfait, le segment d'arc a pour longueur : $\widehat{BB'}$:

$$\widehat{BB'} = \frac{1}{2} (2\pi r_2) = \pi r_2 \quad (C.8)$$

On en déduit alors l'angle θ :

$$\theta = 2\pi \frac{\widehat{BB'}}{\mathcal{P}_{\textcircled{0}}} \quad (C.9)$$



avec $\mathcal{P}_{\textcircled{0}}$ le périmètre intérieur de la bague extérieure :

$$\theta = 2\pi \frac{\pi r_2}{2\pi (r_1 + 2r_2)} \quad (\text{C.10})$$

$$\theta = \frac{\pi r_2}{r_1 + 2r_2} \quad (\text{C.11})$$

Si on pose T tel que :

$$\theta = T \cdot \Omega_{\textcircled{2}/\textcircled{1}} \quad (\text{C.12})$$

on peut alors déduire la fréquence f (en Hz) avec laquelle se répète le phénomène :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{\Omega_{\textcircled{2}/\textcircled{1}}}{\theta} = \frac{r_1 + 2r_2}{\pi r_2} \frac{r_1}{2(r_1 + r_2)} \Omega_{\textcircled{1}/\textcircled{0}} \quad (\text{C.13})$$

$$f = \frac{r_1 (r_1 + 2r_2)}{2\pi r_2 (r_1 + r_2)} \Omega_{\textcircled{1}/\textcircled{0}} \quad (\text{C.14})$$

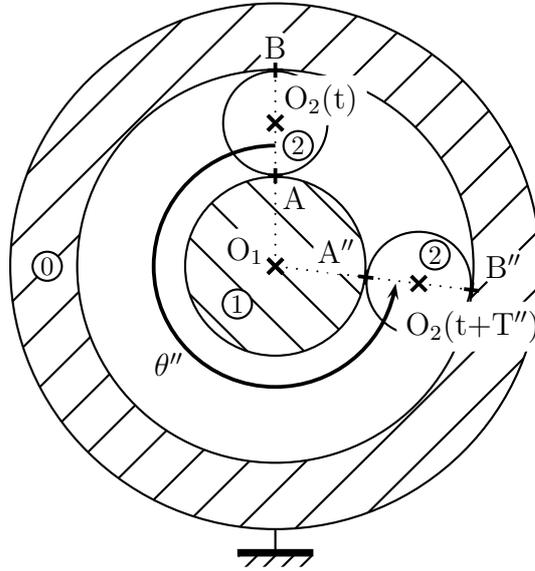
On en déduit alors la fréquence par rapport à $\Omega_{\textcircled{1}/\textcircled{0}}$ avec laquelle le défaut dû à la bille se reproduit :

$$F_{\textcircled{2}} = \frac{2\pi f}{\Omega_{\textcircled{1}/\textcircled{0}}} \quad (\text{C.15})$$

$$F_{\textcircled{2}} = \frac{r_1 (r_1 + 2r_2)}{r_2 (r_1 + r_2)} \quad (\text{C.16})$$

Usure prématurée de la bague intérieure

Le défaut apparaît à chaque fois que la zone usée de la bague rencontre une bille. Pour simplifier l'étude, on se limite à une bille. Avec N billes la perturbation se répétera alors N fois plus souvent qu'avec une seule bille.



Si T'' est le temps nécessaire pour que la bille tourne de θ'' , alors on a :

$$\begin{cases} \theta'' = T'' \cdot \Omega_{O_2/O_1} [2\pi] \\ \text{et} \\ \theta'' = T'' \cdot \Omega_{\textcircled{1}/O_1} \end{cases} \quad (\text{C.17})$$

On pose :

$$T'' \cdot \Omega_{O_2/O_1} [2\pi] = T'' \cdot \Omega_{O_2/O_1} + 2k\pi, k \in \mathbb{Z} \quad (\text{C.18})$$

Du fait que la bille tourne moins vite que la bague intérieure, il est possible de montrer que $k > 0$, c'est à dire $k \in \mathbb{N}^*$. On a donc :

$$T'' \cdot \Omega_{O_2/O_1} + 2k\pi = T'' \cdot \Omega_{\textcircled{1}/O_1} \quad (\text{C.19})$$

D'où, d'après C.6 :

$$T'' \frac{r_1}{2(r_1 + r_2)} \Omega_{\textcircled{1}/O_1} + 2k\pi = T'' \cdot \Omega_{\textcircled{1}/O_1} \quad (\text{C.20})$$

$$T'' \frac{r_1 + 2r_2}{2(r_1 + r_2)} \Omega_{\textcircled{1}/O_1} = 2k\pi \quad (\text{C.21})$$

Rechercher le plus petit T'' revient donc à rechercher le plus petit k . D'où $k=1$

et :

$$\frac{1}{T''} = \frac{r_1 + 2r_2}{2(r_1 + r_2)} \Omega_{\textcircled{1}/O_1} \quad (\text{C.22})$$

Comme précédemment, on en déduit alors $F_{\textcircled{1}}$:

$$F_{\textcircled{1}} = \frac{2\pi N}{T'' \cdot \Omega_{\textcircled{1}/O_1}} \quad (\text{C.23})$$

$$\boxed{F_{\textcircled{1}} = \frac{r_1 + 2r_2}{2(r_1 + r_2)}} \quad (\text{C.24})$$

Applications numériques

Les roulements côté moteur ont les caractéristiques suivantes :

- $N=8$
- $r_1 = 12,5 \text{ mm}$
- $r_2 = 4 \text{ mm}$

On en déduit :

- $F_{\textcircled{0}} = N \cdot 0,38 = 3,0$
- $F_{\textcircled{1}} = N \cdot 0,62 = 5,0$
- $F_{\textcircled{2}} = 7,1$

Les roulements côté hélice ont les caractéristiques suivantes :

- $N=16$
- $r_1 = 12,5 \text{ mm}$
- $r_2 = 2 \text{ mm}$

On en déduit :

- $F_{\textcircled{0}} = N \cdot 0,43 = 6,9$
- $F_{\textcircled{1}} = N \cdot 0,57 = 6,9$
- $F_{\textcircled{2}} = 7,1$

Remarque : S'il y a glissement, alors les billes tournent moins vite. D'où :

- $F'_{\textcircled{0}} < F_{\textcircled{0}}$
- $F'_{\textcircled{1}} > F_{\textcircled{1}}$
- $F'_{\textcircled{2}} < F_{\textcircled{2}}$

Annexe D

Matériel utilisé pour le banc d'essais

Structure

Conception et réalisation : Institut de Créativité Industrielle (ICI), St-Nazaire.

Description : Structure de maintien du propulseur et de la chaîne de transmission.

Matière : Aluminium

Fréquence de résonance : > 100 Hz

Propulseur

Conception et réalisation : Institut de Créativité Industrielle (ICI), St-Nazaire.

Description : Ensemble de guidage de l'hélice, de positionnement du carénage et d'intégration du capteur de force.

Matière du bâti : Aluminium

Matière de l'axe : Acier inoxydable

Hélice

Marque : Vetus

Désignation : Hélice de propulseur d'étrave, diamètre 185.

Description : Hélice symétrique.

Matière : Plastique

Nombre de pâles : 3

Diamètre : 185 mm

Carénage

Marque : Vetus

Désignation : Tube aluminium pour propulseur d'étrave diamètre 185.

Description : Carénage de l'hélice.

Matière : Aluminium

Longueur : 120 mm

Diamètre intérieur : 185 mm

Moteur

Marque : OMRON / YASKAWA

Référence : R88M-W4K415F-S2 / SGMGH-44DCA6S

Description : Machine synchrone à aimants permanents et à répartition sinusoïdale de la FEM.

Tension nominale : 400 V triphasé

Puissance nominale : 4,4 kW

Vitesse nominale : 1500 tr/min

Couple nominal : 28 Nm

Indice de protection : IP67

Variateur

Marque : OMRON / YASKAWA

Référence : SGDH-50DE-OY

Description : Variateur de couple, de vitesse et de position.

Tension d'alimentation : 400 V triphasé

Puissance nominale : 5 kW

Bande passante : 400 Hz

Accouplement

Marque : Rexnord

Référence : 9680-75-000

Description : Accouplement élastique compact rigide en torsion à lamelles métalliques.

Série : 968

Couple nominal : 75 Nm

Torsion : 0,7 grad à 36 Nm

Alésage : 35 mm + clavetage

Courroie

Marque : GATES

Référence : POWERGRIP GT2 2400 8MGT

Description : Courroie crantée de puissance.

Carte de commande

Marque : dSPACE

Référence : DS1103 / boîtier AUTOBOX

Description : Système d'acquisition et de commande mono-carte.

Processeur principal : PowerPC 750GX, 1 GHz (Motorola)

DSP auxiliaire : TMS320F240 (Texas Instrument)

Vélocimètre

Marque : Sontek

Référence : 10-MHz ADV

Description : Vélocimètre acoustique à effet Doppler.

Gammes d'utilisation : 3, 10, 30, 100, 250 cm/s

Précision : 1 % de la vitesse, 0,25 cm/s

Fréquence d'échantillonnage : 0,1 à 25 Hz

Immersion maximale : 60 m

Capteur de force

Marque : FGP Sensors & Instrumentation

Référence : FN3050-A2-500-PE

Description : Capteur de force amplifié.

Plage d'utilisation : ± 500 N

Précision : 1 %

Erreur d'offset : $\pm 5 \text{ N}$

Alimentation : $\pm 15 \text{ V}$

Tension de sortie : $\pm 5 \text{ V}$

Bibliographie

- [Aru02] M. S. ARULAMPALAM, S. MASKELL, N. GORDON et T. CLAPP: A tutorial on particle filters for online nonlinear/non-gaussian bayesian tracking. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(2):174–188, February 2002.
- [Åst97] K. J. ÅSTRÖM et B. WITTENMARK: *Computer-Controlled System, Theory and design*. Prentice-Hall, third édition, 1997.
- [Ast03] J.A. ASTOLFI: *Contribution à l'étude du phénomène de cavitation: une approche expérimentale des conditions d'apparition et de développement de la cavitation*. Rapport d'habilitation à diriger les recherches (HDR), Ecole doctorale Mécanique, Thermique, Génie Civil, Université de Nantes, 6 janvier 2003.
- [Aug99] F. AUGER: *Introduction à la théorie du signal et de l'information*. Technip, 1999.
- [Bac97] R. BACHMAYER, L. L. WHITCOM, M. NAKAMURA et M. A. GROSENBAUGH: Unsteady three-axis force, torque and flow dynamical modeling and experiments with marine thrusters. *Dans Proceedings of the 10th International Symposium on Unmanned Untethered Submersible Technology*, Durham, New-Hampshire, September 7-10 1997.
- [Bac99a] R. BACHMAYER et L. L. WHITCOMB: Toward dynamic thrust control of marine thrusters. *Dans Proceedings of the 11th International Symposium on Unmanned Untethered Submersible Technology*, pages 407–414, Durham, NH, August 1999.
- [Bac99b] R. BACHMAYER, L. L. WHITCOMB et M. A. GROSENBAUGH: A four quadrant finite dimensional thruster model. *Dans ISOPE-98: Proceedings of the 9th International Offshore and Polar Engineering Conference*, pages 399–406, May 1999.
- [Bac00] R. BACHMAYER, L. L. WHITCOMB et M. A. GROSENBAUGH: An accurate four-quadrant nonlinear dynamical model for marine thrusters: Theory & experimental validation. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 25(1): 146–159, January 2000.

- [Bac01] R. BACHMAYER et L. L. WHITCOMB: An open loop nonlinear model based thrust controller for marine thrusters. *Dans Proceedings of the 2001 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pages 1817–1823, Oct.29 - Nov.03 2001.
- [Bac03] R. BACHMAYER et L. L. WHITCOMB: Adaptive parameter identification of an accurate nonlinear dynamical model for marine thrusters. *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 228(3):886–894, September 2003.
- [Bar02] C. BARATTE: Commande en poussée. DEA, Ecole polytechnique de l’université de Nantes, 2002.
- [Bin83] S. BINDEL: *Hydrodynamique navale; III-propulsion*, volume 1. Ecole Nationale Supérieure de Techniques Avancées, 1983.
- [Bla00] M. BLANKE, K. P. LINDEGAARD et T. I. FOSSEN: Dynamic model for thrust generation of marine propellers. *Dans Proc. 5th IFAC Conference on Manoeuvring and Control of Marine Craft, MCMC’2000*, pages 363–368, Aalborg, Denmark, August 2000.
- [Car94] J. S. CARLTON: *Marine Propellers & Propulsion*. Butterworth Heine-
mann, 1994.
- [Cha03] J.F. CHARPENTIER, N. FADLIAND et J. JENNANE: Study of ironless PM devices being both a coupling and an axial bearing for naval propulsion. *IEEE Transactions on Magnetics*, 39(5):3235–3238, 2003.
- [Che04] P. CHESSEV, X. TAUZIA, J.F. HETET, B. INOZU et D. CHALET: Real-time performance simulation of marine diesel engines for the training of navy crews. *Marine technology*, 2004.
- [Den98] L. DENIELLOU, Y. GALLOU, P. GOURMELEN et N. SEUBE: Force control of underwater thrusters with application to AUV motion control. *IEEE Oceanic Engineering society*, 3:1054–1058, 1998.
- [DIG96] DIGINEXT: Estimation non linéaire optimale: Filtrage particulière. <http://www.diginext.fr/fr/particulare/presgale.pdf>, 1996.
- [dL96] P. de LARMINAT: *Automatique, commande des systèmes linéaires*. Hermes, second édition, 1996.
- [ENS] Commande en force d’un propulseur pour auv. Publié sur le site internet de l’ENSIETA. Adresse internet : http://www.ensieta.fr/astr/projetsDev/gliders/Capt_force.html.
- [Faÿ88] H. FAÿ: *Ancrage Dynamique: technique et applications*. Editions TECHNIP, 1988.

- [Fos00] T. I. FOSSEN et Mogens BLANKE : Nonlinear output feedback control of underwater vehicle propellers using feedback from estimated axial flow velocity. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 25(2):241–255, April 2000.
- [Fos02] T. I. FOSSEN : *Marine Control Systems*. Marine Cybernetics, 2002.
- [Gui04] C. GUIBERT, N. AÏT-AHMED et L. LORON : Adaptive torque estimation of electrical marine thrusters. *Dans 16th International Conference on Electrical Machines*, volume 2, page 563, 5–8 September 2004.
- [Gui05] C. GUIBERT, E. FOULON, N. AÏT-AHMED et L. LORON : Thrust control of electric marine thruster. *Dans Proceedings of the 31th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Raleigh, North Carolina, USA, 6-10 November 2005.
- [Guy91] E. GUYON, J.P. HULIN et L. PETIT : *Hydrodynamique physique*. Savoirs actuels. InterEditions/Editions du CNRS, 1991.
- [Hau99] J.P. HAUTIER, J. FAUCHER et J.P. CARON : Le graphe informationnel causal, un outil pour analyser, comprendre, représenter. *Dans Journées 3EI*, Cachan, France, 1999.
- [Hea95] A. J. HEALEY, S. M. ROCK, S. CODY, D. MILES et J. P. BROWN : Toward an improved understanding of thruster dynamics for underwater vehicles. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 20(4):481–494, October 1995.
- [Leo85] W. LEONHARD : *Control of Electrical Drives*. Springer-Verlag, 1985.
- [Leo01] A. LEONESSA et R. POIRIER : Adaptive control of marine thrusters. *Dans MTS/IEEE Conference on oceans. An ocean odyssey. Oceans 2001. Proceedings.*, volume 3, pages 474–481, 2001.
- [Mes01] G. MESSEGER : Commande en poussée de l’association : machine asynchrone, hélice navale. DEA, Ecole polytechnique de l’université de Nantes, 2001.
- [New89] J. NEWMAN : *Marine Hydrodynamics*. MIT Press, Cambridge, Massachusetts USA, 1989.
- [Ols98] Henrik OLSSON, Karl Johan ÅSTRÖM, Carlos Canudas de WIT, Magnus GÄFVERT et Pablo LISCHINSKY : Friction models and friction compensation. *European Journal of Control*, 1998.
- [Pin98] P. PINEL : Mesure de poussée sur un sous-marin. Probatoire en instrumentation mesure, Conservatoire National des Arts et Métiers, centre régional associé de Nantes, 1998.
- [Rao02] S. S. RAO : *Applied Numerical Methods for Engineers and Scientists*. Prentice-Hall, 2002.

- [SA00] C. SILPA-ANAN, S. ABDALLAH et D. WETTERGREEN : Development of autonomous underwater vehicle toward visual servo control. *Dans Proceedings of the Australian Conference on Robotics and Automation (ACRA2000)*, pages 105–110, Melbourne, Australia, August 2000.
- [Teu01] V. TEULIÈRE et O. BRUN : Filtrage particulaire parallèle. *Dans Journées Doctorales d'Automatique, JDA'2001*, pages 99–104, Toulouse, France, 25-27 Septembre 2001.
- [Wel01] G. WELCH et G. BISHOP : An introduction to the kalman filter. *Dans SIGGRAPH 2001 course 8, Annual Conference on Computer Graphics and Interactive Techniques*, August 12–17 2001.
- [Whi95] L. L. WHITCOMB et D. R. YOERGER : Comparative experiments in the dynamics and model-based control of marine thrusters. *Dans Proceedings of MTS/IEEE OCEANS'95*, San Diego, CA, USA, October 9-12 1995.
- [Whi99a] L. L. WHITCOMB et D. R. YOERGER : Development, comparison, and preliminary experimental validation of non-linear dynamic thruster models. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 24(4):481–494, October 1999.
- [Whi99b] L. L. WHITCOMB et D. R. YOERGER : Preliminary experiments in model-based thruster control for underwater vehicle positioning. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 24(4):495–506, October 1999.
- [Whi00] L. L. WHITCOMB : Underwater robotic: Out of the research laboratory and into the field. *Dans Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Robotics & Automation*, pages 709–716, San Francisco, CA, April 2000.
- [Yoe90] D. R. YOERGER, J. G. COOKE et J.-J. E. SLOTINE : The influence of thruster dynamics on underwater vehicle behavior and their incorporation into control system design. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 15(3): 167–178, July 1990.

RÉSUMÉ

L'objectif des travaux présentés dans ce mémoire concerne la commande en poussée de propulseurs électriques marins. Afin de simplifier le problème, l'étude se limite aux véhicules sous-marins autonomes (AUV) ou commandés à distance (ROV).

La première partie de ce mémoire présente la modélisation des propulseurs ainsi que plusieurs commandes en poussée issues de la littérature. La majorité de ces commandes est basée sur l'inversion des modèles avec parfois une boucle de régulation intermédiaire.

Dans une deuxième partie, une commande originale est proposée. Elle repose sur trois éléments : l'observation du couple hydrodynamique, l'estimation de la poussée par modèle inverse et l'utilisation de correcteurs de type PID. Une étude comparative avec les commandes existantes est menée en simulation.

Enfin, la dernière partie concerne la conception d'un banc d'essais. Ce banc d'essais permettra de valider les modèles et les lois de commande utilisés pour la commande en poussée des AUV et des ROV.

Mots clés :

Commande, modélisation, poussée, propulsion navale électrique, hydrodynamique, estimation, filtre de Kalman étendu, observateur de Luenberger, filtrage particulaire, banc d'essais.

ABSTRACT

This work deals with the thrust control for marine electric thrusters. In order to simplify the problem, we consider the case of the thrusters which equip the Autonomous Underwater Vehicles (AUV) or Remotely Operated underwater Vehicles (ROV).

The first part of this work presents the thruster modelling and several thrust controls found in the literature. The most of these controls are based on the inverse models, sometimes with a cascade regulation loop.

In a second part an original control law is proposed. This one is based on three parts : the observation of the hydrodynamic torque, the thrust estimation by the inverse model and the use of PID controllers. A comparative study with the existing control laws is undertaken in simulation.

Finally, the last part relates to the design of a thruster test stand. This test will allow to validate the models and the control laws used for the thrust control of AUV and ROV.

Keywords :

Control, modelling, thrust, electric marine propulsion, hydrodynamic, estimation, extended Kalman filter, Luenberger observer, particle filtering, test stand.