

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Automatique

Mémoire de projet de fin d'études  
pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en automatique

# La poursuite de référence dans un système de communication optique sans fil sous-marin

**BAZEMLAL Bachir**  
**ZENTOUT Abderahmane**

Sous la direction de M. Messaoud **CHAKIR Dr.**

Présenté et soutenu publiquement le 20 Septembre 2020

**Composition du jury :**

<b>Président</b>	<b>M. Djamel BOUDANA</b>	<b>MA.</b>	<b>ENP</b>
<b>Rapporteur</b>	<b>M. Messaoud CHAKIR</b>	<b>Dr.</b>	<b>ENP</b>
<b>Examineur</b>	<b>M. Mohamed TAJINE</b>	<b>Pr.</b>	<b>ENP</b>

ENP 2020



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Automatique

Mémoire de projet de fin d'études  
pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en automatique

# La poursuite de référence dans un système de communication optique sans fil sous-marin

**BAZEMLAL Bachir**  
**ZENTOUT Abderahmane**

Sous la direction de M. Messaoud **CHAKIR Dr.**

Présenté et soutenu publiquement le 20 Septembre 2020

**Composition du jury :**

<b>Président</b>	<b>M. Djamel BOUDANA</b>	<b>MA.</b>	<b>ENP</b>
<b>Rapporteur</b>	<b>M. Messaoud CHAKIR</b>	<b>Dr.</b>	<b>ENP</b>
<b>Examineur</b>	<b>M. Mohamed TAJINE</b>	<b>Pr.</b>	<b>ENP</b>

ENP 2020

## ملخص:

يتعلق العمل المقدم في هذه المذكرة بشكل أساسي بتصميم ونمذجة نظام اتصال ضوئي لاسلكي تحت الماء ، ومن ناحية أخرى ، استخراج المراقب (المقدر) وقانون التحكم من أجل تحقيق اتصال أفضل من خلال الحفاظ على محاذاة الجزأين اللذين ينقلان البيانات.

تم اختيار المكونات والمراقب وقانون التحكم بعد دراسة مقارنة بين بديلين أو أكثر.

الكلمات المفتاحية: اتصال ، ضوئي ، محاذاة ، غواصة ، AUV ، LED ، ثنائي ضوئي ، مراقب ، تحكم ، زاوية ، منظم ، محرك ، Matlab ، Simulink.

## Abstract:

The work presented in this thesis focuses mainly on the design and modeling of an underwater wireless optical communication system and, on the other hand, the synthesis of the state observer and control law to achieve a better communication by maintaining the alignment of the two parts transmitting the data.

The choice of components, observer and regulator is made after a comparative study between two or more alternatives.

Keywords: Communication, optical, alignment, submarine, AUV, LED, photodiode, observer, control, angle, regulator, actuator, MATLAB, Simulink .

## Résumé:

Le travail présenté dans ce mémoire porte principalement sur la conception et la modélisation d'un système de communication optique sans fil sous-marin et d'autre part sur la synthèse d'observateur d'état et de loi de commande permettant de réaliser une meilleure communication en maintenant l'alignement des deux parties transmettant les données.

Le choix des composants, de l'observateur et du régulateur est fait après une étude comparative entre deux ou plusieurs alternatives.

Mots clés : Communication, optique, alignement, sous-marin, AUV, LED, photodiode, observateur, commande, angle, régulateur, actionneur, Matlab, Simulink.

## *Dédicace*

*Je dédie ce travail à mes chers parents, Bakir et Aicha  
pour tous leurs sacrifices, leur amour, et leurs prières tout au  
long de mes études.*

*À mes grands-parents, Salah et Mama.*

*À mon frère Slimane et à mes sœurs Meriem et Sara*

*À toute ma famille.*

*À mes chers amis: Ahmed(B), Smail, Ayoub, Yahia,  
Ilyes(L), Omar, Mohammed (Z), Mohammed (M), Nadir,  
Mounir, Kamel, Ahmed(L), Ilyes(R), Seddik et Abderahmane.*

*Je ne trouve pas les mots justes et sincères pour exprimer  
mon amour et mes pensées pour vous.*

*Je vous remercie pour vos sacrifices et encouragements et  
je vous souhaite une vie pleine de bonheur et de santé.*

*Bachir BAZEMMAL*

## *Dédicace*

*J'offre ce modeste travail à mes chers parents, aucune dédicace ne serait témoin de mon profond amour, mon immense gratitude et mon plus grand respect, car je ne pourrais jamais oublier la tendresse et l'amour dévoués par lesquels ils m'ont toujours entouré depuis mon enfance. Grâce à vous et grâce à votre soutien et le courage que vous m'avez offert j'ai eu la force de continuer mes études. Que dieu vous procure bonne santé et de vous accorder une longue vie.*

*A mon cher ami et binôme Bachir qui a montré une immense patience dans les moments difficiles je lui souhaite beaucoup de succès et un avenir radieux.*

*A ma famille, mes frères et sœurs qui étaient toujours à mes côtés, et qui m'ont accompagné durant mon parcours d'études.*

*Enfin, à tous mes amis Oussama, Aissa, Nabil, Walid, Housseem, Abderahim, Djamel, Aimen et à tous ceux que j'aime et à toutes les personnes qui m'ont prodigué des encouragements durant mon parcours d'études supérieures.*

*Abderahmane*

# *Remerciements*

On remercie Dieu le Tout Puissant de nous avoir donné la patience, la santé et la volonté de mener à terme ce travail et Nous a accordé son soutien durant les périodes les plus difficiles.

On remercie vivement notre encadreur, Monsieur **Messaoud CHAKIR** pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre travail en acceptant de l'examiner et de l'enrichir par leurs propositions.

On remercie chaleureusement nos familles et tous nos amis pour leur soutien et leurs encouragements.

On adresse nos sincères remerciements à tous les enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, et en particulier, nos professeurs d'Automatique qui nous ont encadré et transmis leur savoir et leurs expériences et tous nos enseignants pour les connaissances qu'ils nous ont transmis, leur disponibilité et leurs efforts.

Que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail trouvent ici l'expression de notre sincère gratitude.

# Table des matières

Liste des tableaux

Liste des figures

Liste des abréviations

<b>Introduction générale</b>	<b>14</b>
<b>I La communication optique sans fil sous-marine</b>	<b>16</b>
I.1 Introduction . . . . .	17
I.2 Historique . . . . .	18
I.3 La propagation de la lumière dans l'eau . . . . .	19
I.3.1 Absorption et diffusion . . . . .	20
I.3.1.1 Absorption . . . . .	21
I.3.1.2 Diffusion (Scattering) . . . . .	22
I.3.2 Modèle d'atténuation de la puissance optique . . . . .	23
I.4 Conception d'un système de communication optique sans-fil sous-marin	24
I.4.1 La partie émettrice . . . . .	24
I.4.1.1 La source lumineuse . . . . .	24
I.4.1.2 Le LED driver . . . . .	26
I.4.1.3 Convertisseur de données binaires en logique TTL . . . . .	27
I.4.2 La partie réceptrice . . . . .	27
I.4.2.1 Détecteur de photons . . . . .	27
I.4.2.2 Transmission du signal . . . . .	29
I.4.3 Actionneur pour l'alignement . . . . .	31
I.4.3.1 Moteur à courant continu . . . . .	31
I.4.3.2 Moteur brushless . . . . .	32
I.4.3.3 Voice coil motor . . . . .	33
I.4.3.4 Le choix de l'actionneur . . . . .	34
I.5 Conclusion . . . . .	35
<b>II La modélisation du système</b>	<b>36</b>
II.1 Introduction . . . . .	37
II.2 Modélisation du canal de transmission . . . . .	37
II.2.1 L'intensité lumineuse émise par la source des photons . . . . .	38

II.2.2	Le canal optique . . . . .	39
II.2.3	La sensibilité de la photodiode . . . . .	39
II.3	Modélisation et régulation du moteur . . . . .	41
II.3.1	Modélisation . . . . .	41
II.3.2	Modèle simulink du BLDC . . . . .	43
II.3.3	Le réglage du moteur . . . . .	48
II.4	La formulation des problématiques . . . . .	49
II.4.1	Travaux antérieurs . . . . .	50
II.4.2	La stratégie choisie . . . . .	51
II.4.3	La représentation d'état du système . . . . .	51
II.4.4	Position des problématiques . . . . .	53
II.5	Conclusion . . . . .	54
<b>III</b>	<b>La conception de l'observateur d'état</b>	<b>55</b>
III.1	Introduction : . . . . .	56
III.2	Définitions . . . . .	56
III.2.1	Observabilité . . . . .	57
III.2.2	Types d'observateur . . . . .	58
III.3	Filtre de Kalman et Filtre de Kalman Etendu . . . . .	58
III.3.1	Définitions et étapes de l'algorithme . . . . .	58
III.3.2	Application sur le système . . . . .	59
III.3.3	Simulation . . . . .	61
III.4	Observateur à mode glissant . . . . .	63
III.4.1	Définitions et travaux antérieurs . . . . .	63
III.4.2	Conception des observateurs à mode glissant . . . . .	64
III.4.3	Application de l'observateur à mode glissant . . . . .	64
III.4.4	Simulation . . . . .	66
III.5	Comparaison des deux observateurs . . . . .	68
III.6	Conclusion : . . . . .	70
<b>IV</b>	<b>La synthèse de la loi de commande</b>	<b>71</b>
IV.1	Introduction . . . . .	72
IV.2	Définitions . . . . .	72
IV.2.1	La commandabilité . . . . .	73
IV.2.2	Types de régulateurs . . . . .	74
IV.3	La commande LQ . . . . .	74
IV.3.1	Le choix de Q et R . . . . .	76
IV.3.2	Application de la commande LQ sur le système étudié . . . . .	77
IV.3.3	Tests de performances . . . . .	79
IV.3.4	Conclusion . . . . .	82
IV.4	La commande par mode glissant . . . . .	83
IV.4.1	Définitions . . . . .	83
IV.4.2	Application de la commande par mode glissant sur le système étudié . . . . .	85
IV.4.3	Tests de performances . . . . .	89
IV.4.4	Conclusion . . . . .	91
IV.5	Choix du régulateur . . . . .	92

IV.6 Conclusion . . . . .	92
<b>Conclusion générale</b>	<b>93</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>95</b>

# Liste des tableaux

I.1	Exemples de valeurs des coefficients pour différents types d'eau . . . . .	23
I.2	Comparaison entre la LED et la LD . . . . .	26
I.3	Les caractéristiques des différentes photodiodes . . . . .	29
I.4	Comparaison entre les trois moteurs étudiés . . . . .	34
II.1	Les tensions $V_{ab}$ et $V_{bc}$ en fonction de l'angle et les courants . . . . .	46

# Table des figures

I.1	Schéma explicatif de l'absorption et de la diffusion [8] . . . . .	20
I.2	La LED ALMD-CB3D-SU002 . . . . .	26
I.3	La photodiode PC10-6B . . . . .	29
I.4	Trans-impédance [12] . . . . .	30
I.5	Amplificateur de tension [12] . . . . .	30
I.6	Moteur à courant continu . . . . .	31
I.7	Moteur BLDC . . . . .	33
I.8	Moteur VCM . . . . .	34
II.1	Schéma descriptif du système . . . . .	37
II.2	La distribution angulaire de l'intensité . . . . .	39
II.3	Variations de $V_d$ en fonction de la distance et d'angle d'incidence . . . . .	41
II.4	Le modèle simulink du BLDC . . . . .	44
II.5	Le sous-système générateur des courants . . . . .	44
II.6	Le sous-système de la partie mécanique . . . . .	45
II.7	Le sous-système générateur des EMFs . . . . .	45
II.8	Le bloc modélisant la commutation électronique du BLDC . . . . .	47
II.9	Le modèle du BLDC avec la commutation . . . . .	47
II.10	La boucle de réglage du BLDC . . . . .	48
II.11	La réponse indicielle du BLDC . . . . .	48
II.12	La réponse des courants et de la vitesse . . . . .	49
II.13	Le modèle simulink du système . . . . .	53
II.14	La réponse du système en boucle ouverte . . . . .	53
III.1	Schéma fonctionnel de l'observateur[29] . . . . .	56
III.2	L'évolution de $x_1$ et son estimé avec l'EKF . . . . .	61
III.3	L'erreur de l'estimation avec l'EKF de $x_1$ . . . . .	62
III.4	L'évolution de $x_2$ et son estimé avec l'EKF . . . . .	62
III.5	L'erreur de l'estimation avec l'EKF de $x_2$ . . . . .	63
III.6	L'évolution de $x_1$ et son estimé avec SMO . . . . .	66
III.7	L'erreur de l'estimation avec SMO de $x_1$ . . . . .	67
III.8	L'évolution de $x_2$ et son estimé avec SMO . . . . .	67
III.9	L'erreur de l'estimation avec SMO de $x_2$ . . . . .	68
III.10	L'évolution de $x_2$ et son estimé avec l'EKF . . . . .	69
III.11	L'évolution de $x_2$ et son estimé avec SMO . . . . .	69

IV.1 Schéma de la commande à base d'observateur[38]	72
IV.2 Modèle du système en BF	77
IV.3 La réponse de l'angle pour $Q=0.01$	78
IV.4 La réponse de l'angle pour $Q=0.005$	78
IV.5 La réponse de l'angle pour $Q=0.001$	79
IV.6 Les courants du moteur	80
IV.7 Les tensions de sortie	80
IV.8 Les réponses pour un angle d'émission de $20^\circ$	81
IV.9 Les réponses pour une distance de transmission de 3m	81
IV.10 Les réponses pour une perturbation de $\frac{\pi}{10}$	82
IV.11 Les réponses pour un choix différent des conditions initiales entre le système et l'observateur	82
IV.12 Les phases de la régulation	83
IV.13 L'effet de chattering	84
IV.14 Modèle du système en BF avec le régulateur à mode glissant	85
IV.15 La réponse de l'angle pour $qT=0.05$	86
IV.16 La réponse de l'angle pour $qT=0.07$	86
IV.17 La réponse de l'angle pour $qT=0.09$	87
IV.18 La réponse de l'angle pour $eT=0.0005$	87
IV.19 La réponse de l'angle pour $eT=0.001$	87
IV.20 La réponse de l'angle pour $eT=0.0015$	88
IV.21 La réponse de l'angle d'incidence après l'insertion des bruits d'état	88
IV.22 L'évolution des tensions de sortie	89
IV.23 L'évolution des courants du moteur	89
IV.24 Les réponses pour un angle d'émission de $20^\circ$	90
IV.25 Les réponses pour une distance de transmission de 3m	90
IV.26 Les réponses pour une perturbation de $\frac{\pi}{10}$	91
IV.27 Les réponses pour un choix différent des conditions initiales entre le système et l'observateur	91

# Liste des abréviations

- APD** : Photodiode à avalanche.
- AUV** : Véhicule sous-marin autonome.
- BF** : Boucle Fermée.
- BLDC** : Moteur à courant continu sans balais.
- BO** : Boucle Ouverte.
- CDOM** : Matière organique dissoute colorée.
- DC** : Courant continu.
- EKF** : Filtre de Kalman étendu.
- EMF** : Force électromotrice.
- FSO** : Communication optique en espace libre.
- ISI** : Interférence intersymbole.
- LD** : Diode laser.
- LED** : Diode électro-luminescente.
- LMI** : Inégalité matricielle linéaire.
- LOS** : Line Of Sight.
- LQ** : Linéaire Quadratique.
- LQG** : Linéaire Quadratique Gaussienne.
- LQR** : Régulateur quadratique linéaire.
- MIMO** : Multiple Input Multiple Output.
- MOSFET** : Transistor à effet de champ à grille métal-oxyde.
- PID** : Proportionnel Intégral Dérivé.
- RTE** : Équation de transfert radiatif.
- SMO** : Observateur à mode glissant.
- TTL** : Logique transistor-transistor.

**UWOC** : Communication optique sans fil sous marine.

**VCM** : Moteur à bobine mobile.

**VLC** : Communication par lumière visible.

**VSF** : Volume Scattering Function.

# Introduction générale

Aujourd'hui de nombreuses activités d'exploration et d'exploitation du milieu sous-marin par des véhicules autonomes exigent l'établissement de transmissions de données entre ces véhicules.

Classiquement, ces transmissions sont faites par la communication acoustique qui était la méthode la plus dominante vue la forte atténuation des signaux radioélectriques. Cependant, cette méthode possède plusieurs défauts, notamment le faible débit de transmission et la grosse consommation d'énergie.

Par ailleurs, une nouvelle technique est appliquée ces dernières années qui semble résoudre les problèmes rencontrés dans la communication acoustique qui est la communication optique (signaux lumineux) basée sur les LED.

Cette méthode a prouvé beaucoup d'avantages, notamment le débit élevé de transmission de données ainsi que la faible consommation d'énergie dans la transmission de données sous-marine de faible à moyenne portée.

Cette nouvelle technique résout le problème de la communication acoustique, mais elle exige le maintien de l'alignement (Line of sight) des deux parties transmettant les données car les signaux lumineux sont très directionnels.

Dans ce projet on va s'intéresser à élaborer un système de commande pour maintenir les deux parties dans la même ligne malgré les effets des bruits et des perturbations caractérisant l'environnement sous-marin.

Dans le premier chapitre, un historique de l'évolution de la communication optique

sous-marine est présenté, puis les caractéristiques de l'environnement sous-marin sont exposées et enfin la présentation de la conception d'un système de communication optique sous-marin ainsi que le choix détaillé des composants réalisant la communication.

Le second chapitre est consacré à la modélisation du système et la formulation des problématiques, commençant par la modélisation du canal optique, ensuite la modélisation et la régulation de l'actionneur et finalement la présentation des deux problématiques principales traitées dans ce projet.

Dans le troisième chapitre, l'observabilité du système est étudiée, puis la présentation et l'étude de deux observateurs d'état (le filtre de Kalman étendu et l'observateur à mode glissant) et enfin une comparaison entre eux ainsi qu'un choix final sont effectués.

Dans le dernier chapitre, l'étude de la commandabilité du système est faite, ensuite la synthèse de deux lois de commande différentes permettant la régulation du système est effectuée ainsi que les tests de performance nécessaires pour les deux régulateurs et enfin une comparaison entre eux est faite ainsi que le choix final.

# Chapitre I

## La communication optique sans fil sous-marine

## I.1 Introduction

Plus de 70% de la surface de la Terre est couverte par les océans et contient 97% de l'eau de la planète[1], mais plus de 95% du monde submergé reste inexploré.

La mer et les lacs jouent un rôle essentiel dans un certain nombre de facteurs influençant la vie sur terre, y compris l'atmosphère et le climat.

L'énorme investissement pour soutenir la recherche et le développement de la robotique sous marine [2] a confirmé que le monde submergé possède des idées et des atouts qui alimenteront une grande partie de l'ère naissante de la science et des affaires.

L'une des tâches les plus importantes que ces robots doivent être en mesure d'exécuter est de communiquer entre eux et avec la surface afin de suivre les découvertes ou de transmettre les données recueillies par les capteurs.

Cette communication peut se faire par une connexion physique (par exemple un câble de cuivre) mais cette approche présente des difficultés opérationnelles limitant la portée et la mobilité.

La communication sans fil est donc une solution plus réalisable et présente plus d'applications tel que l'enregistrement des données sur le changement climatique, l'étude de la vie sous-marine et les missions de recherche et d'enquête.

Les réseaux de capteurs sans fil sous-marins, par exemple, sont des réseaux de capteurs ou d'observateurs sous-marins qui recueillent des données océanographiques sur un intervalle de temps et envoient périodiquement les données au monde extérieur pour le traitement.

Afin de transmettre de grandes quantités de données, ces capteurs doivent effectuer une communication à large bande passante et la communication optique est la solution appropriée.

D'autre part, il existe aujourd'hui un certain nombre de véhicules autonomes sous-marins (AUV) destinés à des applications diverses, comme la collecte de données environnementales, la détection de mines sous-marines, la surveillance de pipelines sous-marins et l'aide à la sécurité des ports. La plupart de ces AUV ont une autonomie

très limitée (quelque dizaines d'heurs) car ils fonctionnent généralement sur batterie et dans ce cas la communication optique à large bande passante présente également des avantages au niveau du système, en réduisant le temps qu'un AUV doit passer près d'un capteur pour collecter des données.

Dans ce chapitre, nous présentons l'histoire de l'évolution de la communication optique sans fil sous-marine. Ensuite, les caractéristiques de la propagation de la lumière dans l'environnement sous-marin et les sources d'atténuation auxquelles le canal optique est soumis, sont présentées. Enfin, la conception du système de communication optique sans fil sous-marin et les différentes parties du système ainsi que le choix des composants sont présentés.

## I.2 Historique

Les premières utilisations pratiques de l'acoustique sous-marine pour communiquer sous l'eau remontent au début des années 1900.

Après 1930, les systèmes télégraphiques sous-marins utilisant des ondes acoustiques ont été largement utilisés dans les sous-marins.

La communication optique sous-marine n'avait pas beaucoup d'intérêt à cause de la forte atténuation de la lumière dans le milieu submergé jusqu'à 1963 où Duntley a proposé que la lumière ne subit pas de grandes atténuations pour une longueur d'onde entre 450nm et 550nm [3]. Cette proposition a été prouvée expérimentalement par Gilbert en 1966 [4].

Les premières applications de la communication optique sans fil sous-marine étaient principalement pour des applications militaires [3].

L'intérêt pour les communications optiques sous-marines a augmenté plus tard, dans les années 1970 et 1980. La majorité des travaux connexes ont examiné la faisabilité de communiquer avec des sous-marins depuis des avions ou des satellites[5] [6].

Cette application a présenté un certain nombre de défis critiques, car elle nécessitait que le signal laser se propage en toute sécurité sur de longues distances dans

l'atmosphère, à travers l'interface air / eau et enfin dans l'environnement sous-marin difficile. Cela a nécessité des sources bleues/vertes de fortes puissances.

Ce n'est que récemment, avec les progrès de l'optoélectronique, que la communication optique sous-marine s'est révélée être une alternative viable aux communications acoustiques traditionnelles.

Aujourd'hui, avec l'utilisation croissante des liaisons optiques sans fil dans l'air, l'utilisation des technologies optiques pour la communication sous-marine à moyenne portée semble très prometteuse.

Par exemple, la technologie de communication optique dans l'espace libre (FSO), qui est aujourd'hui assez mature, a contribué au développement de dispositifs optoélectroniques rentables et hautement sensibles (par exemple des photodétecteurs).

En outre, le grand intérêt porté aux communications à lumière visible (VLC) a conduit à la fabrication de technologies de sources lumineuses à haut rendement énergétique, comme les LEDs.

Au début des années 2000 de nouveaux produits ont été commercialisés tel que BlueComm UWOC qui peut atteindre une transmission de données sous-marine de 20 Mbps sur une distance de 200m, et le système Ambalux UWOC qui peut fournir le même débit de transmission de données sur une distance plus courte de 20m.

L'une des premières expériences de laboratoire réussies pour l'UWOC à haut débit a été celle présentée dans [7] où un débit de données allant jusqu'à 1 Gbps a été obtenu sur une distance de deux mètres en utilisant une puissance optique de transmission relativement élevée.

Depuis cette expérience, plusieurs ensembles de laboratoire ont été conçus pour étudier les différents aspects de l'UWOC.

### **I.3 La propagation de la lumière dans l'eau**

L'étude de la propagation de la lumière dans le milieu sous-marin et la caractérisation du canal optique sous-marin sont une étape clé pour la conception d'un système

de communication optique sans-fil sous-marin efficace, fiable et robuste.

Dans cette partie, nous présentons d'abord les principaux défis auxquels est confrontée la propagation de la lumière dans l'eau de mer, tel que l'absorption et la diffusion. Ensuite, nous présentons un modèle d'atténuation de la puissance optique dans le canal aquatique.

### I.3.1 Absorption et diffusion

Le signal optique sous-marin est fortement atténué principalement en raison de l'absorption et de la diffusion[8].

Le phénomène d'absorption consiste en une perte d'intensité du faisceau optique due à la conversion de l'énergie de certains photons en une autre forme, par exemple thermique.

La diffusion (scattering) consiste en un changement d'angle de direction de certains photons, qui s'écartent de leur direction d'origine.

Considérons un volume élémentaire d'eau  $\Delta V$  qui a une épaisseur  $\Delta r$ . Si un faisceau lumineux de longueur d'onde  $\lambda$  et de puissance  $P_i$  éclaire l'eau, une certaine partie  $P_a$  de la puissance incidente est absorbée par l'eau, tandis qu'une autre partie est diffusée  $P_s$  (voir figure I.1)

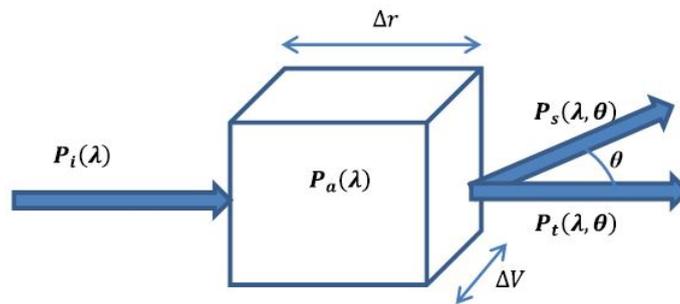


FIGURE I.1: Schéma explicatif de l'absorption et de la diffusion [8]

La puissance restante  $P_t$  passe dans l'eau sans être affectée. Par la conservation de l'énergie, nous avons [8] :

$$P_i(\lambda) = P_t(\lambda) + P_a(\lambda) + P_s(\lambda). \quad (\text{I.1})$$

Nous définissons  $A$  comme la fraction de la puissance incidente, absorbée au sein de  $\Delta V$ . De même, la fraction de la puissance incidente, dispersée dans toutes les directions, est définie par  $B$ .  $A$  et  $B$  sont donnés par :

$$A(\lambda) = \frac{P_a(\lambda)}{P_i(\lambda)}; \quad (\text{I.2})$$

$$B(\lambda) = \frac{P_s(\lambda)}{P_i(\lambda)} \quad (\text{I.3})$$

Le coefficient d'absorption  $a$  et celui de diffusion  $b$  sont obtenus en prenant la limite de  $A$  et  $B$  respectivement lorsque  $\Delta r$  tend vers zéro :

$$a(\lambda) = \lim_{\Delta r \rightarrow 0} \frac{\Delta A(\lambda)}{\Delta r} \quad (\text{I.4})$$

$$b(\lambda) = \lim_{\Delta r \rightarrow 0} \frac{\Delta B(\lambda)}{\Delta r} \quad (\text{I.5})$$

Et la somme de  $a$  et  $b$  donne le coefficient de l'atténuation du faisceau  $c$ .

$$c(\lambda) = a(\lambda) + b(\lambda) \quad (\text{I.6})$$

### I.3.1.1 Absorption

L'absorption a un grand impact sur la communication optique car elle réduit considérablement le nombre de photons qui atteignent le récepteur.

Ce processus dépend fortement de la longueur d'onde ainsi que de la composition de l'eau de mer et de la concentration de ses composants.

L'absorption totale dans l'eau peut être attribuée à quatre facteurs principaux [8] :

- **Eau de mer pure** : impliquant des molécules d'eau et des sels dissous qui contribuent principalement à son spectre d'absorption. L'effet d'absorption correspondant est particulièrement faible dans la région bleu-vert du spectre visible.  $\lambda \in [400 - 500nm]$  [9]. Le facteur d'absorption associé est désigné par  $a_w$ .
- **Phytoplanktons** : Ce sont des organismes marins microscopiques photosynthétiques et contiennent des pigments colorés, dont la chlorophylle qui absorbent une grande quantité de lumière. On rapporte que la chlorophylle domine

le comportement d'absorption des phytoplanktons, de sorte que le coefficient d'absorption global du phytoplanktons  $a_{phy}$  est approché par celui de la chlorophylle, dont le spectre montre un pic autour de la région spectrale bleu-vert[8].

- **Gelbstof / CDOM (matière organique dissoute colorée)** : Ce sont les matières organiques en décomposition ou les tissus végétaux morts qui se transforment en acides humiques et fulviques qui absorbent dans la région bleue [8]. Le coefficient d'absorption associé est désigné par  $a_g$ .
- **Non-algal materials** : Ce sont les particules organiques vivantes (par exemple les bactéries). Ils sont regroupés en raison du comportements d'absorption similaires. Le coefficient d'absorption associé est  $a_n$ .

Le coefficient d'absorption  $a$  est donc la somme des absorptions de chaque facteur multiplié par sa concentration  $C$  [8] :

$$a(\lambda) = a_w(\lambda)C_w + a_{phy}(\lambda)C_{phy} + a_g(\lambda)C_g + a_n(\lambda)C_n \quad (\text{I.7})$$

Enfin, en plein milieu des océans, la concentration de Chlorophyll est faible, ce qui fait que l'absorption est due à l'eau pure, donc l'absorption minimale est pour  $\lambda$  entre 400 et 500nm.

En revanche, dans les océans côtiers, l'absorption est principalement due au Chlorophyll qui donne que l'absorption minimale est pour  $\lambda$  entre 520 et 570nm.

### I.3.1.2 Diffusion (Scattering)

L'autre défi de la propagation de la lumière dans l'eau est la diffusion qui est la déviation des photons de leurs chemin d'origine. En effet, l'étalement spatial du faisceau optique réduit la densité des photons captés au niveau du récepteur et réduit ainsi l'intensité du signal reçu. De plus, ce phénomène peut provoquer un étalement temporel des impulsions émises en raison des photons diffusés qui atteignent le récepteur, ce qui provoque des interférences inter-symboles (ISI) lors des transmissions à grand débit.

La diffusion est peu dépendante de  $\lambda$  (contrairement à la absorption).

La diffusion est provoquée par les particules présentes dans l'eau et dépend donc fortement de leur concentration, ce qui fait que la diffusion est plus dominante dans les zones côtières riches en particules qu'en milieu de l'océan.

La fonction VSF "volume scattering function" décrit le rapport entre l'intensité de la lumière diffusée et l'irradiance incidente, par unité de volume[8]. L'expression du VSF est donnée par :

$$B(\lambda, \theta) = \lim_{\Delta r \rightarrow 0} \lim_{\Delta \Omega \rightarrow 0} \frac{\Delta B(\lambda, \theta)}{\Delta r \Delta \Omega} \quad (\text{I.8})$$

Le coefficient de diffusion  $b$  est donc donné par :

$$b(\lambda) = 2\pi \int_0^\pi B(\lambda, \theta) \sin \theta d\theta \quad (\text{I.9})$$

Dans le tableau suivant un exemple des valeurs des coefficients  $a$ ,  $b$  et  $c$  dans différents types d'eau pour  $\lambda=514\text{nm}$  [10] :

Type d'eau	absorption $a(\text{m}^{-1})$	diffusion $b(\text{m}^{-1})$	atténuation $c(\text{m}^{-1})$
Eau pure	0.0405	0.0025	0.043
Océan clair	0.114	0.037	0.151
Côtière	0.179	0.219	0.298
Les ports	0.266	1.824	2.19

TABLE I.1: Exemples de valeurs des coefficients pour différents types d'eau

### I.3.2 Modèle d'atténuation de la puissance optique

Le comportement des rayonnements lumineux est décrit par l'équation dite RTE "Radiative Transfer Equation" [11]. Soit  $L$  le rayonnement lumineux,  $z$  la distance de l'émetteur, et  $\theta$  l'angle polaire. Définissons le paramètre  $r$  comme  $r = \frac{z}{\cos\theta}$ .

La RTE est donnée par :

$$\frac{dL}{dr} = -cL + L^E + L^I \quad (\text{I.10})$$

$L^E$ ,  $L^I$  sont respectivement les fonctions de la diffusion élastique et inélastique.

La plupart des travaux correspondants négligent  $L^E$  et comme  $L^I$  est lié à la diffusion due aux changements dans la longueur d'onde,  $L^I$  est aussi négligé.

La solution obtenue (dite la loi de Lambert) est donnée par :

$$L(z) = L(0) \exp(cz) \quad (\text{I.11})$$

## I.4 Conception d'un système de communication optique sans-fil sous-marin

Un système de communication optique sans fil sous-marin est principalement composé de deux parties, une partie émettrice et une partie réceptrice.

Dans la partie émettrice, une machine (un ordinateur par exemple) envoie des données binaires sous forme de signal électrique à l'émetteur qui convertit ce signal en un signal lumineux.

Le signal lumineux représente un 1 binaire par la lumière allumée, et un 0 binaire par la lumière éteinte. Ce signal traverse l'eau et arrive à la partie réceptrice.

Dans la partie réceptrice, le récepteur capte le signal lumineux et le convertit en un signal électrique binaire qui passe à la machine réceptrice.

La conception des deux parties transmettant les données utilisée dans le projet est celle étudiée dans [12] avec une modification dans quelques composants pour réduire le coût.

### I.4.1 La partie émettrice

Le rôle de cette partie est de convertir le signal électrique en impulsions lumineuses et de lancer le signal optique résultant dans le canal de transmission (l'eau).

Elle se compose du signal d'entrée (données), de driver, de la source lumineuse et de conditionneur du faisceau lumineux (Beam Conditioning Optics), tels que les réflecteurs et les lentilles.

#### I.4.1.1 La source lumineuse

La source des photons est un élément de base dans un système pareil, tel que le choix des autres éléments est basé sur cet élément. Cette source influence directement la vitesse et la fiabilité de transmission.

La LED (diode électroluminescente) et la LD (diode laser) sont les deux alternatives les plus adaptées pour répondre aux contraintes imposées à la vitesse de commutation, la puissance et la taille de la source.

- **LED (light emitting diode)** : C'est un composant électronique qui est similaire à la diode classique sauf qu'il émet de l'énergie sous forme de photons lorsque le courant passe de l'anode vers la cathode.

Les faisceaux lumineux émis sont linéairement proportionnels au courant à l'entrée de la LED.

Chaque type de LED a une couleur spécifique de la lumière qu'elle émet.

Dans ce cas la LED bleue ou verte (qui ont une longueur d'onde environ 470nm) est la meilleure solution, car l'eau possède une absorption minimale pour cette longueur d'onde (voir section I.3.1.1).

Les LEDs ont un temps de montée (passage de l'état 0 à l'état 1) de 1 à 100ns ce qui permet d'avoir une vitesse de modulation qui peut atteindre 100 MHz.

- **LD (Laser diode)** : La diode laser a le même principe de fonctionnement de la LED mais elle est modifiée de telle sorte à avoir un temps de montée plus faible qui permet d'atteindre une vitesse de modulation de l'ordre de GHz.

Ces modifications ont causé plusieurs inconvénients notamment la grande sensibilité à la température, la complexité et le coût élevé.

- **Le choix de la source** : Dans [12] une comparaison entre ces deux sources est présentée et le tableau suivant (tableau I.2) montre les différences entre les deux.

On constate que la LD présente des performances en termes de vitesse de modulation et de divergence du faisceau lumineux supérieures à celles de la LED, mais les performances de cette dernière restent très bonnes.

D'un autre côté, le coût élevé et la complexité de la LD favorisent les LEDs par rapport aux LDs, donc le choix le plus approprié est celui des LEDs.

- **Le choix de la LED** : Il existe différents modèles de LED selon l'intensité de luminosité, la tension d'entrée, ...etc.

On a choisi Une LED (ALMD-CB3D-SU002) qui émet une intensité de lumière

Caractéristiques	LED	LD
Largeur spectrale optique	25-100 nm	0.01 to 5 nm
Bande passante de modulation	Des dizaines de kHz à des centaines de MHz	Des dizaines de kHz à des dizaines de GHz
Fiabilité	élevée	modérée
Coût	faible	élevé
Circuit spécial requis	Aucun	Circuit de compensation de seuil et de température
Divergence minimale du faisceau de sortie	large ( $0.5^\circ$ )	étroit ( $0.01^\circ$ )
Dépendance à la température	Peu	Très dépendant de la température

TABLE I.2: Comparaison entre la LED et la LD

maximale de 4.8cd qui est suffisante pour une communication à courte portée, une puissance de 114mW pour un courant de 20mA et elle demande une tension d'entrée de 3.2V.



FIGURE I.2: La LED ALMD-CB3D-SU002

#### I.4.1.2 Le LED driver

Le LED driver est l'élément qui alimente la LED du courant modulé (on/off) à partir d'un signal de données TTL (0 et 5V).

Il existe plusieurs produits dans le marché qui peuvent faire cette fonction, mais la vitesse de modulation reste une contrainte insatisfaite par ces alternatives.

La solution proposée par [12] est une MOSFET avec des caractéristiques bien définies, telles que la tension de seuil inférieure à 5V pour respecter la logique TTL (0V='0' et 5V='1'), et un temps de montée et de descente faible (afin d'avoir une grande vitesse

de modulation 'dans l'ordre des nano-secondes').

La MOSFET choisie est AN4163 qui a un temps de montée de 5.4ns, un temps de descente de 4ns et une tension de seuil entre 3.1V.

### I.4.1.3 Convertisseur de données binaires en logique TTL

Pour convertir les données binaires fournies par le PC en données TTL, un protocole de communication qui garantit cette conversion (qui doit respecter la contrainte de rapidité) doit être utilisé.

Le câble convertisseur FT232R USB-TTL est l'élément approprié à cette fonction.

Un inverseur (74HC14 par exemple) entre le câble et la MOSFET est nécessaire, car la logique de la communication RS232 série représente un '0' binaire par un voltage positif et un '1' par un voltage négatif (en TTL '0' est représenté par 5V et '1' par 0V).

## I.4.2 La partie réceptrice

Dans cette partie le signal optique capté est converti en un signal électrique. Elle est constituée principalement d'un détecteur de photons et des composants électroniques qui permettent de convertir le courant à la sortie du détecteur de photons en un signal TTL.

### I.4.2.1 Détecteur de photons

C'est l'élément de base dans la partie réceptrice. Il influence directement (par ces performances en terme de vitesse et de fiabilité) la communication.

Il existe plusieurs modèles de détecteur de photons qui ont des caractéristiques différentes notamment la sensibilité à la lumière, la vitesse de modulation, la sensibilité aux bruits et le coût.

Les modèles les plus connus sont :

- **Les photo-résistances** : Ce sont des photo-conducteur, leur conductivité change lorsqu'elles sont exposées à la lumière visible.

Ces photo-résistances ont une résistance très élevée lorsqu'elles sont dans l'obscurité, cette résistance diminue linéairement avec l'augmentation de la lumière

à laquelle elles sont exposées.

Leur inconvénient principal est leur réaction très lente, il faut généralement plus d'une milliseconde à une photorésistance pour répondre pleinement à la présence de lumière.

- **Les p-n photodiodes :** C'est un dispositif à semi-conducteurs qui convertit la lumière en courant.

Le courant est généré lorsque les photons sont absorbés dans la photodiode.

Lorsqu'un photon d'une énergie suffisante frappe la diode, il crée une paire électron-trou.

Ce mécanisme est également connu sous le nom d'effet photoélectrique interne. Ainsi, les trous se déplacent vers l'anode, et les électrons vers la cathode et un courant photoélectrique est produit.

Elles ont un temps de réponse de l'ordre des nano-secondes.

- **Les photodiodes à avalanche :** Une photodiode à avalanche (APD) est un dispositif à semi-conducteurs très sensible qui utilise l'effet photoélectrique pour convertir la lumière en électricité.

Elle est similaires aux p-n photodiodes, sauf qu'elle peut générer de multiples paires électron-trou en tant que résultat de l'absorption d'un seul photon.

En conséquence, la photodiode d'avalanche est beaucoup plus sensible.

- **Le choix du détecteur de photons :** Il existe un autre modèle de détecteur de photons qui est ajouté dans le tableau I.3 .

Le tableau I.3 présente les caractéristiques des différents modèles de détecteur de photons selon l'étude présentée dans [12].

La photo-diode à avalanche et la photo-multiplicateur ont une vitesse de modulation très élevée mais leurs sensibilités aux bruits et la linéarité de la p-n photo-diode ont favorisé le choix de cette dernière pour le système étudié.

- **Le choix de la photo-diode :** Il existe plusieurs modèles de photodiodes et la plupart des photodiodes ont une sensibilité très faible pour la longueur d'onde 470nm (qui est émise par notre LED).

Caractéristiques	Photorésistance	P-n photo-diode	Photodiode à avalanche	Photo-multiplicateur
Vitesse	Lente <1 Hz	Rapide (Des dizaines de MHz à des dizaines de GHz)	Rapide (Des centaines de MHz à des dizaines de GHz)	la plus rapide >1GHz
Gain	peu	Unité	100-10.000	>1 million
Linéarité	Sur de petites régions	Excellente	Pas linéaire	Bonne
Performances du bruit ambiant	Très bonnes	Très bonnes	Passables	Faibles

TABLE I.3: Les caractéristiques des différentes photodiodes

Une des rares photodiodes qui ont une sensibilité acceptable pour cette longueur d'onde est PC10-6B.



FIGURE I.3: La photodiode PC10-6B

#### I.4.2.2 Transmission du signal

La photodiode transforme le signal optique en un courant électrique, ce courant doit être convertit en tension.

Pour la conversion courant tension on utilise une trans-impédance (voir figure I.4) qui a une grande vitesse et pour cela, on choisit THS4631 avec une résistance de  $33K\Omega$  (les résultats obtenues dans [8] montre que le choix d'une résistance plus petite donne un gain faible et donc une tension de sortie très faible, par contre le choix d'une résistance plus grande sature l'ampli-op et donne toujours la tension de sortie maximale de -10V) et un condensateur de  $8.2\mu F$  (l'étude faite dans [8] a montré qu'un choix d'un condensateur plus grand réduit le temps de commutation et le choix d'un condensateur plus petit augmente le dépassement).

La tension à la sortie de trans-impédance est négative et pour cela, un amplificateur

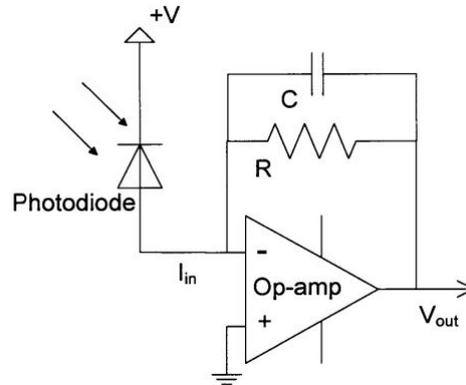


FIGURE I.4: Trans-impédance [12]

de tension (voir figure I.5) est utilisé pour inverser et amplifier la tension pour avoir une tension positive et grande pour nous permettre de détecter les petits signaux.

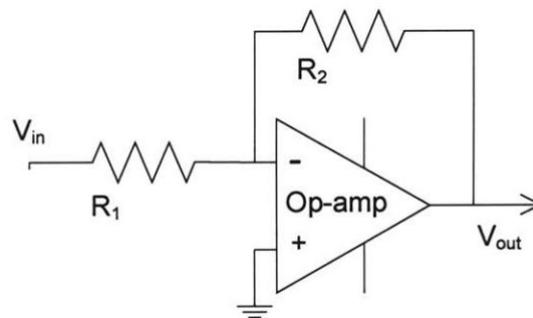


FIGURE I.5: Amplificateur de tension [12]

Pour ce composant un LM7171 est choisi avec les résistances  $R_1=1.3\text{Kohm}$  et  $R_2=10\text{Kohm}$ .

Pour transformer le signal analogique en signal TTL on utilise un comparateur. Le signal à la sortie de l'amplificateur de tension est entre 0 et 12 volts. Ce signal est converti à l'aide de comparateur AD790 en un signal TTL (deux niveaux 0 et 5v). Ce composant compare le signal d'entrée avec un signal de référence, si le signal est supérieur au signal de référence la sortie du composant sera 5v ('1'), sinon la sortie sera 0v ('0').

Le choix du signal de référence est très important (s'il est grand la sensibilité sera faible mais l'influence du bruit est faible et s'il est petit la sensibilité est grande mais l'influence du bruit est plus grande).

### I.4.3 Actionneur pour l'alignement

Les faisceaux lumineux sont très directionnels et c'est pourquoi l'alignement des parties transmettant les données est un défi majeur dans la communication optique sans fil sous marine.

Cette tâche est réalisée à l'aide d'un actionneur qui maintient l'angle d'incidence du faisceau lumineux à zéro.

Plusieurs types d'actionneurs sont utilisés pour des systèmes pareils au système étudié. Dans ce qui suit, nous présentons une définition pour chaque actionneurs.

#### I.4.3.1 Moteur à courant continu

Le moteur à courant continu (DC motor) est un type de moteur qui utilise le courant continu pour convertir l'énergie électrique en énergie mécanique.

Lorsque le courant électrique passe à travers une bobine dans un champ magnétique, une force magnétique est générée, qui produit un couple dans le moteur à courant continu.

Un moteur à courant continu comprend les éléments suivants[13] :

- un inducteur (rotor)
- un induit (stator).
- Un collecteur et des balais.

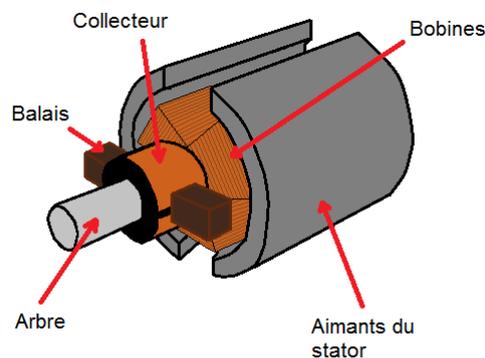


FIGURE I.6: Moteur à courant continu

Le moteur à courant continu peut être catégorisé comme suit :

- Moteur à aimant permanent.
- Moteur à excitation en dérivation.
- Moteur à excitation séparée.
- Moteur à excitation série.
- Moteur à excitation composée.

Ces moteurs sont utilisés dans de nombreuses applications tel que : les ventilateurs, les pompes, ...etc.

L'avantage de ce moteur est dans la facilité de commande de vitesse ou de position et son inconvénient est dans les balais qui doivent être remplacés régulièrement car ils sont en frottement permanents avec le rotor (ce qui génère de l'usure).

#### **I.4.3.2 Moteur brushless**

Le moteur brushless BLDC est très similaire à un moteur à courant continu à aimant permanent, mais il n'a pas de balais[14]. Par conséquent, peu de chaleur est générée dans le rotor, ce qui augmente la durée de vie des moteurs. La conception du moteur BLDC élimine le besoin de balais en utilisant un circuit d'entraînement plus complexe où le champ magnétique du rotor est un aimant permanent qui est toujours en synchronisation avec le champ du stator ce qui permet un contrôle plus précis de la vitesse et du couple.

La commande de ces moteurs est très différente du moteur à courant continu à balais normal, en ce sens que ce type de moteur incorpore certains moyens pour détecter la position angulaire des rotors (ou pôles magnétiques) nécessaire pour produire les signaux de rétroaction, à leurs tours, nécessaires pour contrôler la commutation des dispositifs semi-conducteurs (circuit de commutation). Le capteur de position / pôle le plus connu est le capteur à effet Hall, mais certains moteurs utilisent également des capteurs optiques.

En utilisant ces capteurs, la polarité des électro-aimants est commutée par le circuit de commande du moteur.

Des moteurs BLDC peuvent être construits pour avoir un rotor à aimant permanent

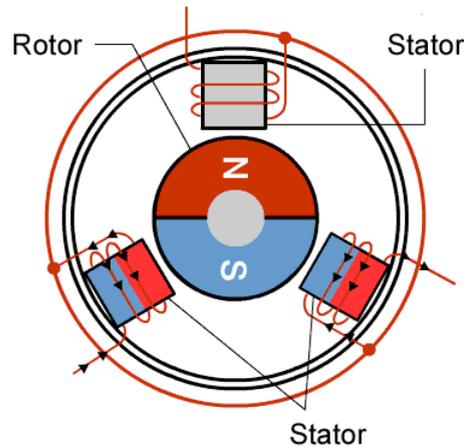


FIGURE I.7: Moteur BLDC

externe et un stator à électroaimant interne ou un rotor à aimant permanent interne et un stator à électroaimant externe.

Les avantages de ce moteur par rapport au DC normal sont un rendement plus élevé, une grande fiabilité, un faible bruit électrique, un bon contrôle de la vitesse et, plus important encore, pas de balais ou de commutateur à usure produisant une vitesse beaucoup plus élevée. Cependant, leur inconvénient est qu'ils sont plus chers et plus compliqués à contrôler.

### I.4.3.3 Voice coil motor

Le Voice coil motor (VCM) est un moteur à entraînement direct qui utilise un champ magnétique permanent et un enroulement de bobine pour produire une force proportionnelle au courant appliqué à la bobine. Sa structure simple le rend facile à entretenir. Il fonctionne sur le principe de la force de Lorentz[15], qui est la force générée lorsqu'un conducteur porteur de courant est placé dans un champ magnétique. Ce type de moteur est un moteur linéaire (il existe la version rotative [16] de ce moteur mais elle est rarement trouvée dans le marché).

Par rapport aux moteurs conventionnels, les limitations mécaniques telles que les pertes de transmission mécanique sont éliminées. De plus, une structure mécanique simple nécessitant moins d'entretien.

La haute précision, la réponse rapide et le positionnement précis sont les autres avantages du VCM.

Un des inconvénients du moteur VCM est sa course limitée (environ 100mm).

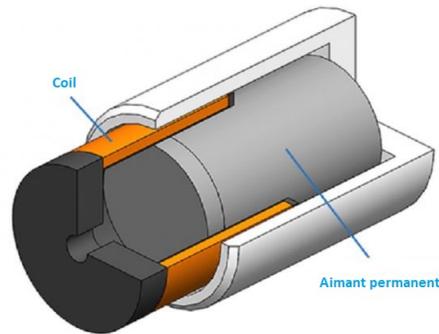


FIGURE I.8: Moteur VCM

Dans un mouvement rotatif (moins de  $180^\circ$ ), un dispositif mécanique peut être construit afin de transformer le mouvement linéaire en un mouvement rotatif.

#### I.4.3.4 Le choix de l'actionneur

Afin de choisir le meilleur actionneur, on a réalisé une étude sur ces trois actionneurs.

Les différents résultats obtenus dans cette étude ont montré les performances des trois moteurs, récapitulés dans le tableau I.4.

Moteur	Rapidité	coût	complexité dans la commande	complexité dans l'implantation
VCM	rapide	le plus chère	la commande est simple	un dispositif doit être ajouté
DC	le moins rapide	le moins chère	la commande est simple	l'implantation est facile
BLDC	le plus rapide	moins chère que le VCM	la commande est plus compliquée	l'implantation est plus simple que le VCM

TABLE I.4: Comparaison entre les trois moteurs étudiés

Le facteur le plus important dans la communication optique est la rapidité pour ne pas perdre l'information et l'étude faite a montré que le BLDC a un temps de réponse très rapide par rapport aux autres actionneurs, ce qui fait que ce moteur est le plus approprié au système étudié malgré la complexité de la commande et son coût élevé par rapport au moteur DC.

## I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une introduction à la communication optique sans fil sous-marine a été présentée ainsi que les effets influençant la propagation de la lumière visible dans l'eau : l'absorption et la diffusion.

L'étude de ces effets a montré que la lumière bleue subit moins d'atténuation que les autres couleurs de lumière visible.

Enfin, nous avons effectué un choix de composants. Ce choix est principalement basé sur la maximisation de la vitesse et la minimisation des coûts.

# Chapitre II

## La modélisation du système

## II.1 Introduction

La modélisation du système est une étape très importante dans le projet afin de mieux étudier le système et de simuler les réponses.

Dans ce chapitre, on présente la modélisation des différentes parties du système et du système complet. Ensuite, on présente le calcul de la loi de commande du moteur BLDC choisi et finalement, la formulation des problématiques principales traitées dans ce projet.

## II.2 Modélisation du canal de transmission

Le modèle choisi est celui présenté dans [17] inspiré de [18] avec quelques modifications pour l'adapter au système étudié.

Il nous permet de calculer la puissance reçue en fonction de l'angle de transmission  $\theta$ , de la distance de transmission  $d$  et de l'angle de réception  $\phi$ .

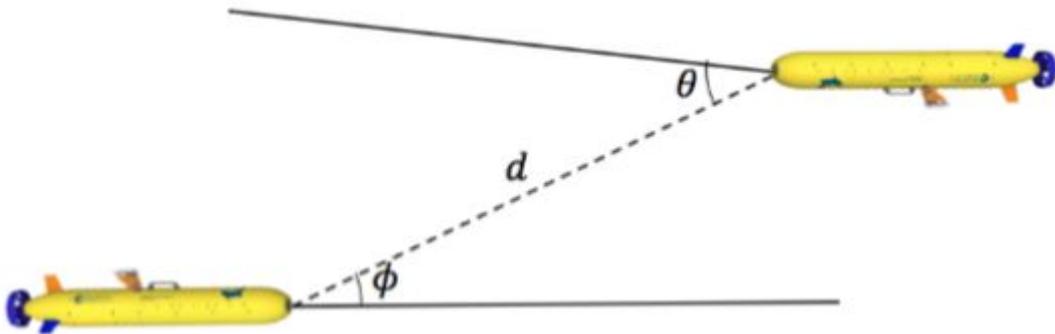


FIGURE II.1: Schéma descriptif du système

Ce modèle comprend tous les composants décrits dans la construction du système, y compris la LED, la photodiode et l'amplificateur de transimpédance.

Le modèle décrit principalement l'effet de la position relative et l'orientation entre l'émetteur et le récepteur sur la puissance du signal.

## II.2.1 L'intensité lumineuse émise par la source des photons

La source choisie est une LED bleue (ALMD-CB3D) qui a une intensité lumineuse de 4200 mcd avec une répartition spatiale indiquée dans la fiche technique (datasheet). Cette répartition représente la mesure de l'intensité lumineuse à des angles variables par rapport à la direction normale de la LED.

Cette distribution angulaire de l'intensité est symétrique en rotation par rapport à la normale de la LED.

Elle est caractérisée par la courbe d'intensité spatiale  $f(\theta)$ .  $I(\theta)$  est donc donnée par :  $I(\theta) = I_{peak} * f(\theta)$ , avec  $I_{peak}$  l'intensité maximale (pour  $\theta$  nul).

Pour reproduire cette courbe, on utilise la formule II.1 présentée dans [19] avec une légère modification dans les paramètres pour rapprocher le maximum de la courbe présentée dans la fiche technique.

$$f(\theta) = g_{11} \left( \exp \left( - \ln 2 \left( \frac{|\theta| - g_{21}}{g_{31}} \right)^2 \right) \right) + g_{12} \left( \exp \left( - \ln 2 \left( \frac{|\theta| - g_{22}}{g_{32}} \right)^2 \right) \right) \quad (\text{II.1})$$

Les paramètres trouvés sont :

$$g_{11}=0.1.$$

$$g_{21}=30.$$

$$g_{31}=18.$$

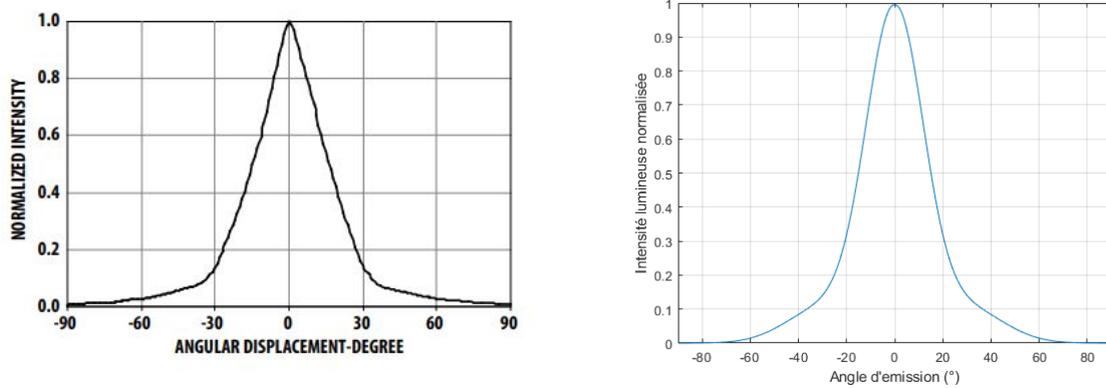
$$g_{12}=0.98.$$

$$g_{22}=0.$$

$$g_{32}=14.$$

La figure II.2 montre la courbe présentée dans la fiche technique et celle reproduite à l'aide de la formule II.1.

On remarque le rapprochement des deux courbes, ce qui nous permet de valider l'utilisation de la courbe trouvée par la formule.



(A) La courbe présentée dans la fiche technique      (B) La courbe reproduite par la formule II.1

FIGURE II.2: La distribution angulaire de l'intensité

## II.2.2 Le canal optique

Lorsque la lumière sort de la LED, deux phénomènes sont produits : la propagation (spreading) et l'extinction (extinction).

La propagation est caractérisée par l'irradiance  $E_{\theta,spherical}(d)$  qui est le flux rayonnant reçue par une surface à la distance  $d$ . On a :

$$E_{\theta,spherical}(d) = \frac{I_{\theta}}{d^2} \quad (\text{II.2})$$

D'autre part l'extinction est caractérisée par la loi de beer (beer's law) qui représente la dégradation du signal causée par l'atténuation  $c$  à la distance  $d$ . On a :

$$S_r(d) = \exp(-cd) \quad (\text{II.3})$$

On combine les deux phénomènes pour trouver l'expression de l'irradiance  $E_{\theta}(d)$  modélisant le canal optique. On a :

$$E_{\theta}(d) = \frac{I_{\theta}}{d^2} \exp(-cd) \quad (\text{II.4})$$

## II.2.3 La sensibilité de la photodiode

La lumière arrive à la photo-diode sous forme d'une puissance  $P_{in}$ . Cette puissance est variable en fonction de l'angle d'incidence  $\phi$  et de la surface  $A_0$  de la photo-diode.

$A_0$  est une caractéristique de la photo-diode et sa valeur est mentionnée dans la fiche technique.

L'expression de  $Pin$  est donnée selon [18] par :

$$Pin = E_{\theta}(d)A_0 \cos \phi \quad (\text{II.5})$$

Cette puissance est convertie par la photodiode en un courant  $I_{PD}$  en multipliant la puissance par la responsivité (responsivity)  $R_d$  de la photodiode. On a :

$$I_{PD} = R_d Pin \quad (\text{II.6})$$

Le courant résultant est converti par la transimpédance et l'amplificateur de tension en une tension en multipliant le courant par la résistance de la transimpédance  $R_f$  et le gain de l'amplificateur  $G$  selon l'expression suivante :

$$V_d = R_f G I_{PD} \quad (\text{II.7})$$

On peut exprimer  $V_d$  comme suit :

$$V_d = C \frac{I_{\theta}}{d^2} \exp(-cd) \cos \phi \quad (\text{II.8})$$

Avec  $C = R_f G R_d A_0$ .

Les valeurs des constantes sont données par :

$$A_0 = 10^{-4} m^2.$$

$$R_d = 0.32 A/W \text{ pour une longueur d'onde de } 470 \text{ nm}.$$

$$R_f = 33 K\Omega.$$

$$G = 100.$$

Et donc  $C = 105.6$ .

La figure II.3 montre les valeurs de la tension  $V_d$  en fonction des variations de la distance  $d$  et de l'angle d'incidence  $\phi$  pour un angle d'émission nul.

### La variation de la tension $V_d$ obtenue en fonction de la distance et d'angle phi

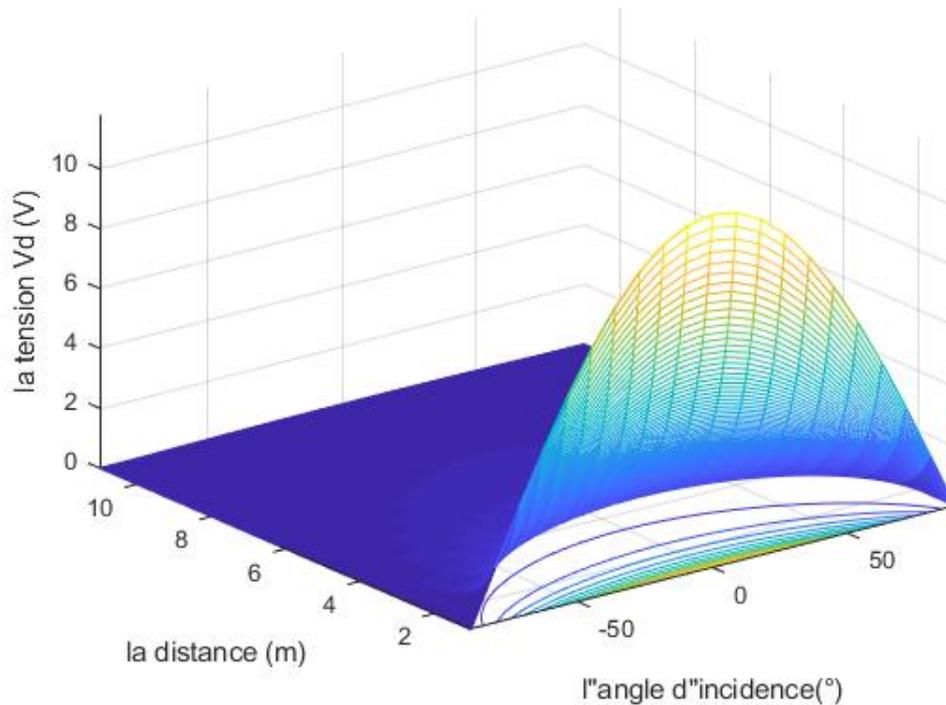


FIGURE II.3: Variations de  $V_d$  en fonction de la distance et d'angle d'incidence

## II.3 Modélisation et régulation du moteur

La régulation du moteur représente une partie importante du projet et la loi de commande calculée doit permettre au moteur d'avoir la vitesse nécessaire pour qu'elle n'influence pas les performances du système.

Dans cette section, on présente la modélisation du moteur BLDC, le calcul de la loi de commande et les réponses obtenues.

### II.3.1 Modélisation

La structure du moteur BLDC est compliquée en comparant avec celle des autres moteurs et cette complexité est due au commutation électronique dans ce moteur. Le moteur BLDC est un moteur à trois phase et l'alimentation se fait à l'aide du circuit de commutation.

Le circuit de commutation est composé de 6 MOSFET, 2 entrées (l'alimentation en courant continu et la position du rotor qui détermine l'ordre de l'activation des MOSFET) et 3 sorties (les trois phase  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$ ). La position du rotor est déterminé à

l'aide d'un capteur à effet hall.

Les équations décrivant le fonctionnement du BLDC sont données (dans [20],[14],[21])

par :

$$v_{ab} = R(i_a - i_b) + L \frac{d}{dt}(i_a - i_b) + e_a - e_b \quad (\text{II.9})$$

$$v_{bc} = R(i_b - i_c) + L \frac{d}{dt}(i_b - i_c) + e_b - e_c \quad (\text{II.10})$$

$$v_{ca} = R(i_c - i_a) + L \frac{d}{dt}(i_c - i_a) + e_c - e_a \quad (\text{II.11})$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{(T_e - T_L - B\omega_m)}{J} \quad (\text{II.12})$$

$$T_e = \frac{(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c)}{\omega_m} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$R$  : Les résistances entre phases.

$L$  : Les inductances entre phases.

$T_e$  : Le couple.

$T_L$  : Le couple résistif.

$J$  : moment d'inertie.

$B$  : viscous damping.

$e_a, e_b, e_c$  : les forces contre électromotrice, elles ont une forme trapézoïdale. Elles sont données par :

$$e_a = \frac{k_e}{2} \omega_m F(\theta_e) \quad (\text{II.14})$$

$$e_b = \frac{k_e}{2} \omega_m F(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{II.15})$$

$$e_c = \frac{k_e}{2} \omega_m F(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \quad (\text{II.16})$$

Avec  $k_e$  la constante de la force contre électromotrice,  $\theta_e = \frac{p}{2}\theta_m$  ( $\theta_m$  : angle du rotor,  $p$  : nombre de pôles) et  $F$  la fonction trapézoïdale, elle est donnée par :

$$F(\theta_e) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \theta_e < \frac{2\pi}{3} \\ 1 - \frac{6}{\pi}(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \frac{2\pi}{3} \leq \theta_e < \pi \\ -1 & \pi \leq \theta_e < \frac{5\pi}{3} \\ -1 + \frac{6}{\pi}(\theta_e - \frac{5\pi}{3}) & \frac{5\pi}{3} \leq \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

La relation entre les courants  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  est donnée par :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{II.18})$$

ce qui donne :

$$i_c = -i_a - i_b \quad (\text{II.19})$$

d'autre part :

$$v_{ab} + v_{bc} + v_{ca} = 0 \quad (\text{II.20})$$

La simplification des équations précédentes donne les équations suivantes :

$$v_{ab} = R(i_a - i_b) + L \frac{d}{dt}(i_a - i_b) + e_a - e_b \quad (\text{II.21})$$

$$v_{bc} = R(i_a + 2i_b) + L \frac{d}{dt}(i_a + 2i_b) + e_b - e_c \quad (\text{II.22})$$

### II.3.2 Modèle simulink du BLDC

Utilisant les équations décrivant le fonctionnement du BLDC, un modèle simulink est construit.

Le modèle est composé de trois sous-systèmes figure II.4.

Les trois sous-systèmes sont :

1. **Générateur des courants** Ce sous-système génère les courants  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  à partir des tensions  $v_{ab}$  et  $v_{bc}$  et les forces contre électromotrice en utilisant les équations de  $v_{ab}$  et  $v_{bc}$ . Le sous-système est donné dans la figure II.5.

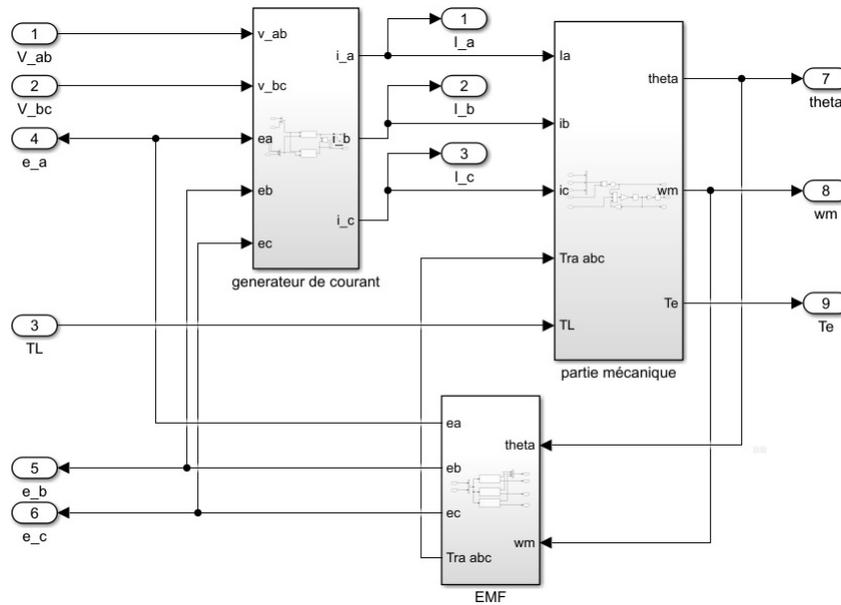
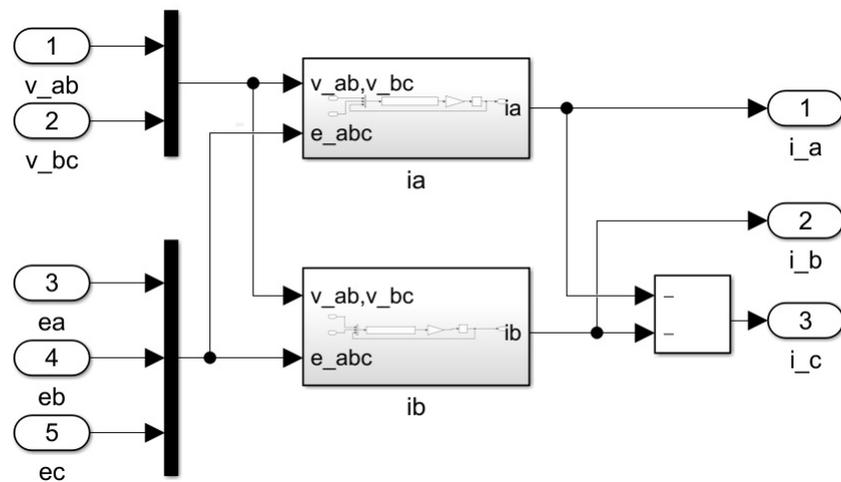
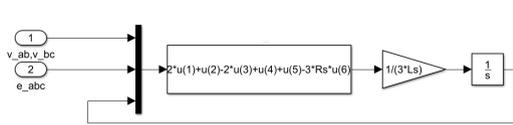


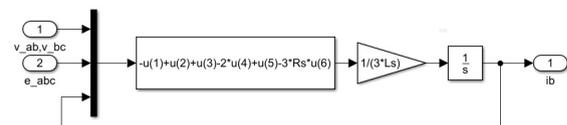
FIGURE II.4: Le modèle simulink du BLDC



(A) Le sous-système générateur des courants



(B) la génération du courant  $i_a$



(C) la génération du courant  $i_b$

FIGURE II.5: Le sous-système générateur des courants

2. **La partie mécanique :** Cette partie concrétise l'équation mécanique reliant la vitesse de rotation, l'angle et le couple (figure II.6).

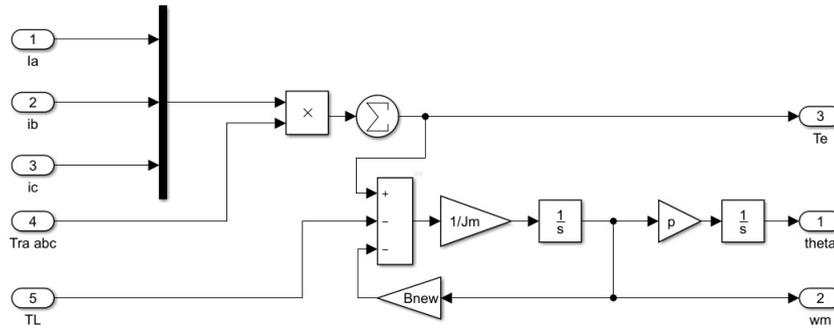
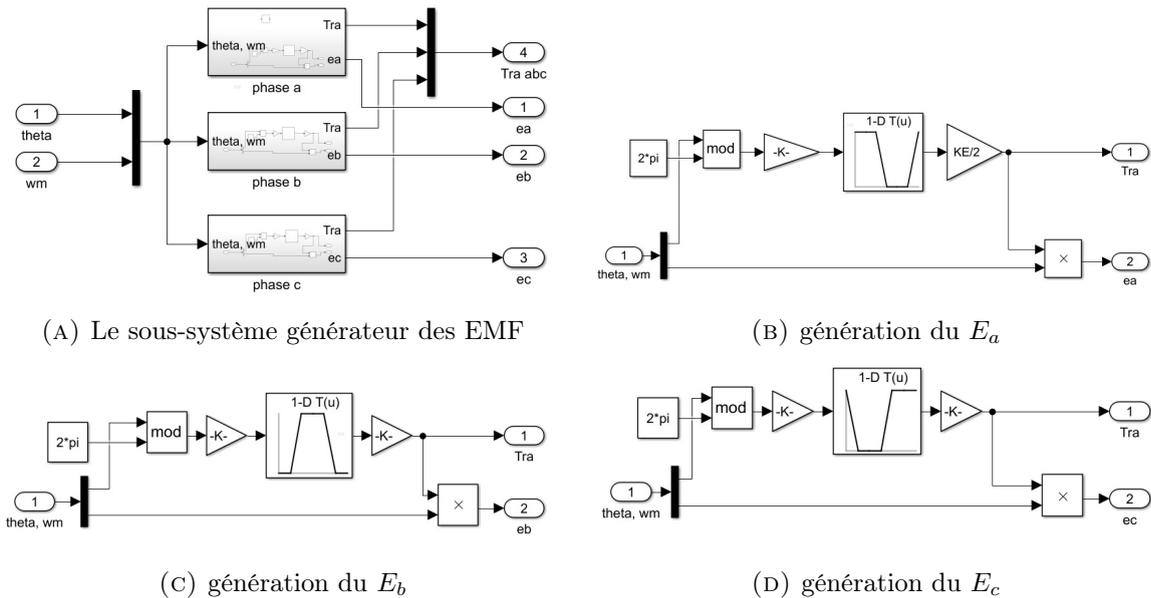


FIGURE II.6: Le sous-système de la partie mécanique

3. **Générateur des forces EMF** : Ce block génère les forces contre électromotrice et la fonction trapézoïdale pour chaque phase (pour l'utiliser dans le calcul du couple) à partir de l'angle et de la vitesse de rotation. La génération est faite en appliquant les équations des forces  $e_a$ ,  $e_b$  et  $e_c$ .

Le sous-système est donnée dans la figure II.7.



(A) Le sous-système générateur des EMF

(B) génération du  $E_a$

(C) génération du  $E_b$

(D) génération du  $E_c$

FIGURE II.7: Le sous-système générateur des EMFs

**La commutation électronique du BLDC :** La commutation dans le BLDC est électronique contrairement au moteur DC. Le capteur à effet hall détecte l'angle du rotor, ensuite, à l'aide de cette angle et des courants dans les phases, les tension  $V_{ab}$  et  $V_{bc}$  seront déterminées.

Le tableau II.1 montrent les valeurs de ces tensions en fonctions de l'angle et les courants.

Angle(deg°)	courants	$V_{ab}$	$V_{bc}$
0 - 60	$i_c > 0$ et $i_b \leq 0$	$V_s$	0
0 - 60	$i_c \leq 0$ et $i_b \leq 0$	$V_s$	$\frac{1}{2}(-V_s + e_a + e_b - 2e_c)$
0 - 60	$i_c < 0$ et $i_b > 0$	$V_s$	$-V_s$
0 - 60	$i_c \geq 0$ et $i_b > 0$	$V_s$	$\frac{1}{2}(-V_s + e_a + e_b - 2e_c)$
60 - 120	$i_b > 0$ et $i_a < 0$	$V_s$	0
60 - 120	$i_b \leq 0$ et $i_a < 0$	$\frac{1}{2}(V_s + e_a - 2e_b + e_c)$	$\frac{1}{2}(V_s - e_a + 2e_b - e_c)$
60 - 120	$i_b < 0$ et $i_a \geq 0$	0	$V_s$
60 - 120	$i_b \geq 0$ et $i_a \geq 0$	$\frac{1}{2}(V_s + e_a - 2e_b + e_c)$	$\frac{1}{2}(V_s - e_a + 2e_b - e_c)$
120 - 180	$i_a > 0$ et $i_c \leq 0$	$-V_s$	$V_s$
120 - 180	$i_a \leq 0$ et $i_c \leq 0$	$\frac{1}{2}(-V_s + 2e_a - e_b - e_c)$	$V_s$
120 - 180	$i_a < 0$ et $i_c > 0$	0	$V_s$
120 - 180	$i_a \geq 0$ et $i_c > 0$	$\frac{1}{2}(-V_s + 2e_a - e_b - e_c)$	$V_s$
180 - 240	$i_c > 0$ et $i_b < 0$	$-V_s$	$V_s$
180 - 240	$i_c \leq 0$ et $i_b < 0$	$-V_s$	$\frac{1}{2}(V_s + e_a + e_b - 2e_c)$
180 - 240	$i_c < 0$ et $i_b \geq 0$	$-V_s$	0
180 - 240	$i_c \geq 0$ et $i_b \geq 0$	$-V_s$	$\frac{1}{2}(V_s + e_a + e_b - 2e_c)$
240 - 300	$i_b < 0$ et $i_a > 0$	$-V_s$	0
240 - 300	$i_b \geq 0$ et $i_a > 0$	$\frac{1}{2}(-V_s + e_a - 2e_b + e_c)$	$\frac{1}{2}(-V_s - e_a + 2e_b - e_c)$
240 - 300	$i_b > 0$ et $i_a \leq 0$	0	$-V_s$
240 - 300	$i_b \leq 0$ et $i_a \leq 0$	$\frac{1}{2}(-V_s + e_a - 2e_b + e_c)$	$\frac{1}{2}(-V_s - e_a + 2e_b - e_c)$
300 - 360	$i_a < 0$ et $i_c \geq 0$	$V_s$	$-V_s$
300 - 360	$i_a \geq 0$ et $i_c \geq 0$	$\frac{1}{2}(V_s + 2e_a - e_b - e_c)$	$-V_s$
300 - 360	$i_a > 0$ et $i_c < 0$	0	$-V_s$
300 - 360	$i_a \leq 0$ et $i_c < 0$	$\frac{1}{2}(V_s + 2e_a - e_b - e_c)$	$-V_s$

TABLE II.1: Les tensions  $V_{ab}$  et  $V_{bc}$  en fonction de l'angle et les courants

Ce tableau est transformé en une fonction Matlab pour avoir le bloc de commutation montré dans la figure II.8.

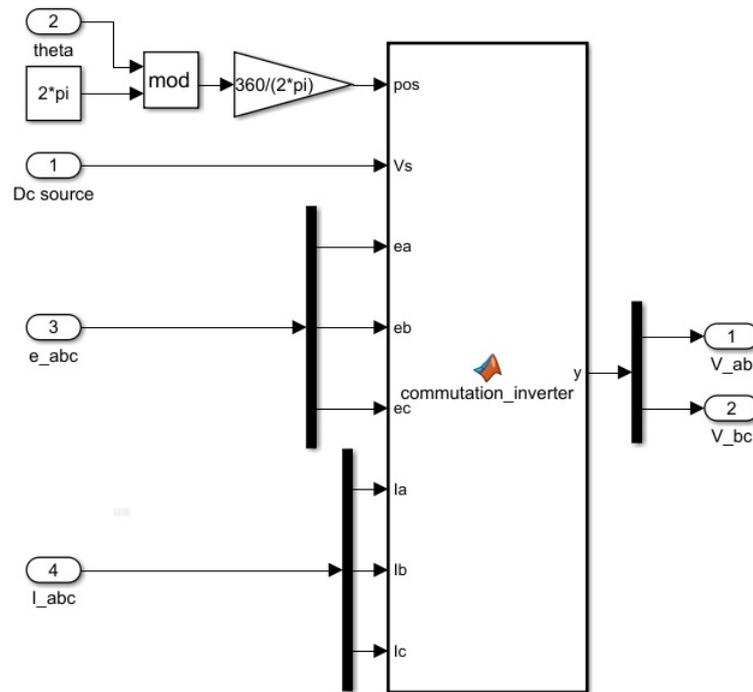


FIGURE II.8: Le bloc modélisant la commutation électronique du BLDC

Le modèle finale du BLDC est donnée par :

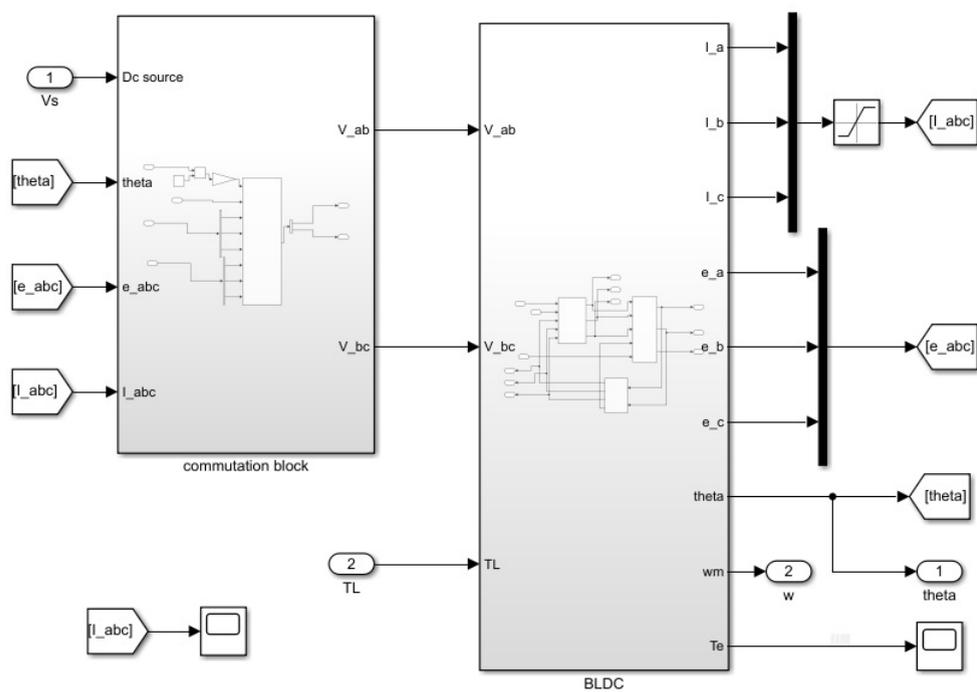


FIGURE II.9: Le modèle du BLDC avec la commutation

Le modèle choisi est un BLDC de maxon (EC 45 Flat 200142) qui a les caractéristiques

suivantes :

$$R = 1.24\Omega, L = 0.56mH, J = 92.5gcm^2, P = 8, Ke = 25.5mNm/A.$$

### II.3.3 Le réglage du moteur

Pour le réglage du moteur, un régulateur PID est utilisé et les paramètres sont calculés par la méthode de Ziegler-Nichol's.

La boucle de réglage est montrée dans la figure II.10 :

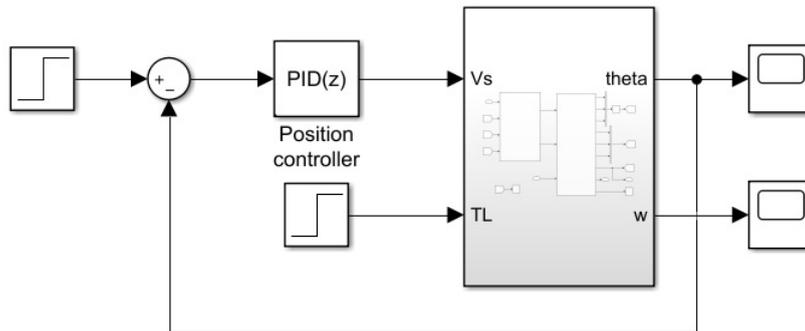


FIGURE II.10: La boucle de réglage du BLDC

On met les paramètres  $K_i$  et  $K_d$  nuls et on varie  $K_p$  jusqu'au pompage et cette valeur est nommée  $K_u$  et la période de pompage est nommée  $T_u$ .

Dans ce cas  $K_p = 0.6K_u$ ,  $T_i = \frac{T_u}{2}$  et  $T_d = \frac{T_u}{2}$  [22].

La valeur du  $K_u$  trouvée est 6.6 et du  $T_u$  est 0.0278s, donc  $K_p = 3.96$ ,  $T_i = T_d = 0.0139$ .

La réponse indicielle est donnée dans la figure II.11 , le couple  $T_L$  inséré à l'instant 1s est de valeur 0.01N.

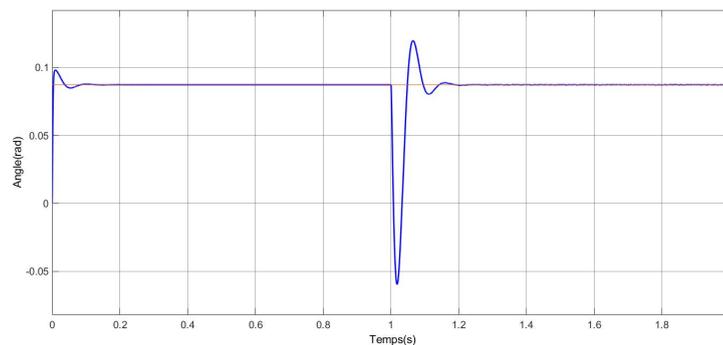


FIGURE II.11: La réponse indicielle du BLDC

On remarque une très bonne réponse avec un temps de réponse de 5ms.

Les courants et la vitesse sont donnés dans la figure II.12.

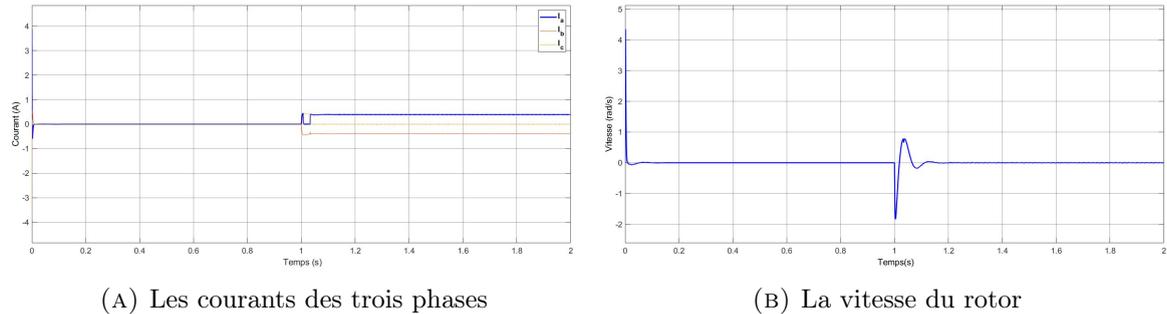


FIGURE II.12: La réponse des courants et de la vitesse

On constate la bonne réponse des courants et celle de la vitesse.

La vitesse d'exécution du moteur caractérisée par le temps de réponse nous permet de considérer que la réponse du moteur est instantanée pour simplifier l'étude du reste du système.

## II.4 La formulation des problématiques

L'alignement du récepteur avec l'émetteur est une condition nécessaire dans la communication optique sans fil sous marine et cela représente un défi majeur pour parvenir à une bonne communication.

Le manque d'alignement entraîne une dégradation des performances du système et des interruptions temporelles de la communication.

Il existe trois raisons principales qui renforcent les exigences d'alignement du système[3] :

- **Angle de divergence de la LED** : Pour une communication à grande débit de transmission sur une bonne distance, une LED avec un angle de divergence étroit est utilisée généralement pour augmenter la puissance optique fournie, cependant l'utilisation de cette LED nécessite un alignement plus précis.
- **Mouvements relatifs causés par les véhicules sous-marins et d'autres sources de turbulences** : Dans une communication avec un AUV (véhicule

sous-marin), ce dernier est en déplacement permanent et pour garder la communication l'émetteur doit suivre l'AUV et dans ce cas l'absence de l'alignement est plus susceptible de se produire.

D'autre part, les courants océaniques et les vents marins peuvent introduire des mouvements aléatoires des émetteurs-récepteurs dans l'environnement sous-marin, ce qui peut provoquer des interruptions de liaison.

- **La variation de l'indice de réfraction** : L'indice de réfraction varie en fonction des conditions environnementales (la profondeur, la température, la salinité de l'eau, ... etc). L'augmentation de cet indice provoque la propagation non rectiligne de la lumière et dans ce cas le système est plus sensible aux désalignements.

Dans cette section, on commence par présenter les travaux réalisés pour résoudre le problème de désalignement, ensuite, on présente la stratégie qu'on a choisi, la représentation d'état du système et finalement les deux problématiques principales à traiter dans notre projet.

### II.4.1 Travaux antérieurs

Compte tenu de l'intérêt de l'alignement dans la communication optique, de nombreux travaux ont été réalisés dans ce sens.

En 2008, Pontbriand et les auteurs de [23] ont utilisé pour la réception du signal un photo-multiplicateur de grande surface au lieu d'une photodiode afin d'augmenter le champ de vision du récepteur et ainsi de réduire la sensibilité aux désalignements.

Ensuite, une autre méthode est apparue en 2010 qui est l'utilisation de principe de redondance entre plusieurs LEDs et plusieurs photodiodes. Cette méthode utilisée dans [24], [25], [26], [27] et [28] permet d'éviter l'utilisation d'un moteur pour l'alignement actif.

Dernièrement, les auteurs de [17] ont proposé une nouvelle méthode utilisant une seule LED et une seule photodiode. Cette méthode utilise une technique appelée scanning method.

Cette technique est basée sur le mouvement permanent du récepteur autour de la normale ( $\phi = 0$ ) et à partir des deux dernières valeurs de tension  $V_d$ , on détermine l'angle d'incidence pour le corriger.

## II.4.2 La stratégie choisie

Le choix d'utiliser plusieurs LED et photodiodes se traduit par un système compliqué et très coûteux, par contre le mouvement permanent dans le procédé de balayage (scanning method) est un phénomène indésirable car il entraîne une perte d'énergie lorsque la liaison optique est stable.

Dans notre projet, nous nous sommes inspirés des deux méthodes pour multiplier les avantages et éliminer les inconvénients. Pour cela nous avons choisi le même principe et la même formulation que [17] et nous avons remplacé la technique de balayage par l'utilisation de deux photodiodes pour la réception du signal optique. Ces deux photodiodes sont écartées respectivement de  $45^\circ$  et  $-45^\circ$  de la normale et les tensions fournies par ces deux photodiodes sont utilisées pour calculer l'angle d'incidence  $\phi$ . Le choix de deux photodiodes est justifié par la garantie de l'observabilité du système (voir chapitre 3). Une troisième photodiode est mise à la normale et son rôle est purement la communication.

On note que, dans le cadre d'une communication bi-directionnelle, puisque l'émetteur et le récepteur de chaque robot pointent dans la même direction, le réglage de l'angle d'incidence à zéro sur chaque robot aligne automatiquement chaque émetteur avec la ligne reliant les deux robots.

## II.4.3 La représentation d'état du système

Puisque nous allons utiliser la même technique que [17], nous avons adopté la même formulation d'espace d'état.

A partir de l'expression de  $V_d$ , on remarque l'existence de trois variables indépendantes  $\phi$ ,  $\theta$  et  $d$ . Ces trois variables peuvent être choisies comme des variables d'état. Ensuite, on a essayé de les conduire vers les valeurs souhaitées. Cependant, il arrive souvent que les robots sous marin soient engagés dans d'autres tâches et ne puissent pas contraindre ou modifier leurs mouvements pour permettre la communication.

Pour cela, la solution la plus pratique selon [17] est de contrôler l'angle du récepteur  $\phi$  et de combiner les deux termes  $d$  et  $\theta$  dans une seule variable d'état pour avoir le vecteur d'état suivant :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \frac{I_\theta}{d^2} \exp(-cd) \\ \phi \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

La représentation d'état décrivant le système, qui est un système linéaire discret, est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_{1,k+1} \\ x_{2,k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1,k} + w_{1,k} \\ x_{2,k} + u_k + w_{2,k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1,k} \\ x_{2,k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_k + \begin{bmatrix} w_{1,k} \\ w_{2,k} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$u_k$  représente la commande fournie par le moteur.

$w_{1,k}$  et  $w_{2,k}$  représentent les erreurs de modélisation.

Les deux sorties du système sont données par :

$$\begin{bmatrix} y_{1,k} \\ y_{2,k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{d1,k} \\ V_{d2,k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1,k} \cos(x_{2,k} + \frac{\pi}{4}) + v_{1,k} \\ x_{1,k} \cos(x_{2,k} - \frac{\pi}{4}) + v_{2,k} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

$v_{1,k}$  et  $v_{2,k}$  représentent les bruits de mesure.

Le modèle simulink caractérisant le système est donné dans la figure II.13.

La simulation du système est faite pour une commande nulle et une perturbation de  $5^\circ$  est inséré à l'instant 5s et les réponses obtenues sont données dans la figure II.14.

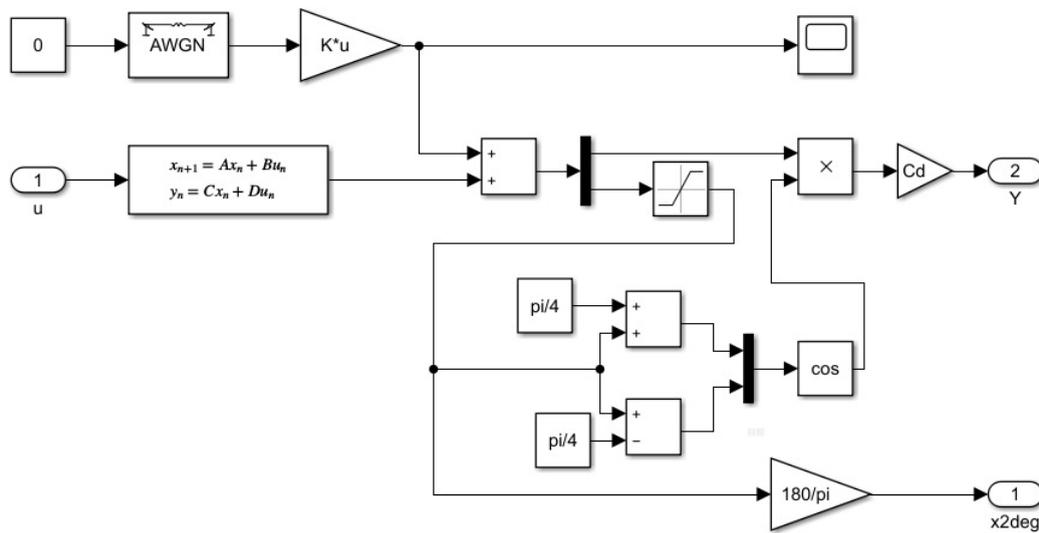


FIGURE II.13: Le modèle simulink du système

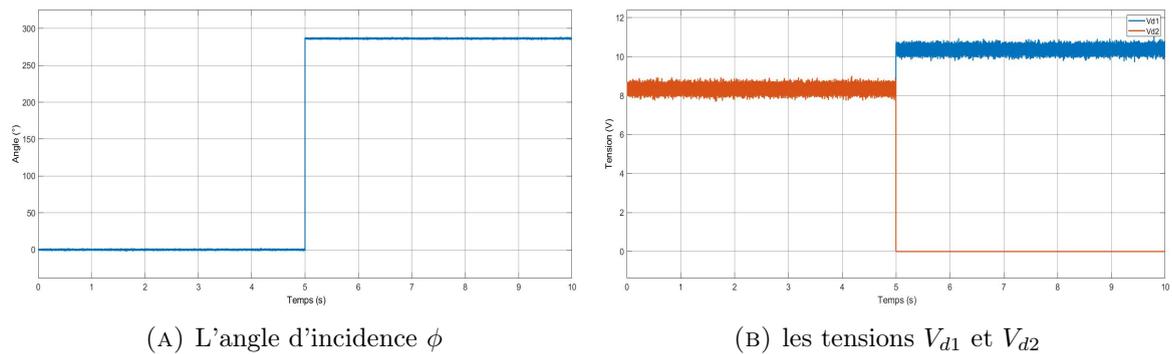


FIGURE II.14: La réponse du système en boucle ouverte

Dans la courbe II.14a, on remarque la grande déviation de l'angle d'incidence à cause d'une petite perturbation. Cette déviation provoquera la perte totale de la transmission.

## II.4.4 Position des problématiques

Après avoir choisi la stratégie et formulé la représentation d'état, deux problèmes principaux sont apparus. Ces problèmes représentent l'objet principal de notre projet.

- **L'observation** : Le premier problème est l'observation. Ce défi est de trouver un observateur robuste pour le système. Cet observateur doit nous permettre

d'estimer les valeurs des variables d'état à chaque instant à partir des mesures des tensions des photodiodes qui sont tachées par les bruits.

- **La régulation** : Après l'observation, le défi le plus important est la régulation. La régulation consiste à élaborer la loi de commande permettant d'ajuster l'erreur dans l'angle d'incidence. Cette loi doit permettre au système d'avoir de bonnes performances en terme de temps de réponse et de robustesse.

## II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation des différentes parties constituant le système a été présentée ainsi que le calcul de la loi de commande PID pour le moteur, cette loi de commande a donné des résultats satisfaisants.

Ensuite, nous avons choisi une stratégie pour garantir le maintien d'alignement.

Enfin, nous avons présenté les deux problématiques traitées dans la suite du projet qui sont l'observation et la régulation.

## Chapitre III

### La conception de l'observateur d'état

### III.1 Introduction :

Après l'étude et la modélisation des différentes parties du système, la représentation dans l'espace d'état et l'exposition des différentes problématiques à traiter dans le projet, l'étape suivante est la conception de l'estimateur d'état.

Cette étape consiste à choisir un bon observateur qui permet de reproduire le vecteur d'état à chaque instant afin de l'exploiter plus tard dans le calcul d'une loi de commande robuste et performante.

Dans ce chapitre, la définition des observateurs et leurs types est présentée, ensuite l'étude et la simulation de deux modèles d'observateurs est faite et finalement la comparaison de ces deux observateurs et le choix du meilleur observateur pour le système.

### III.2 Définitions

L'observateur est un capteur virtuel qui est utilisé pour estimer instantanément les valeurs des variables d'état qui ne sont généralement pas mesurées directement.

L'estimation est basée sur les mesures de commande et ceux des sorties qui sont généralement entachées de bruits. Le schéma de l'observateur est montré dans la figure III.1

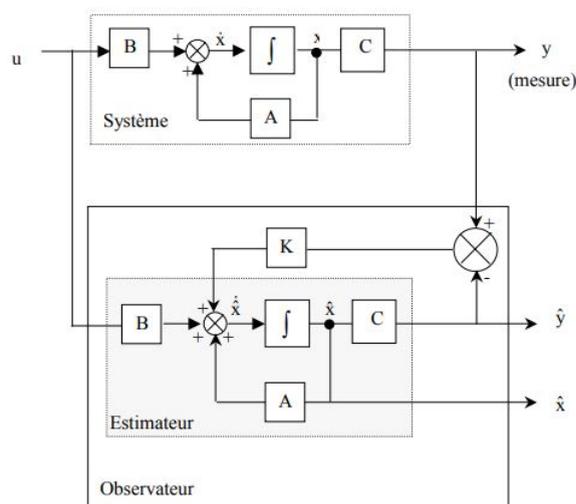


FIGURE III.1: Schéma fonctionnel de l'observateur[29]

### III.2.1 Observabilité

L'observabilité est un critère clé dans l'estimation car il détermine la possibilité de reproduire une ou plusieurs variables d'état à partir de la commande  $u$  et de la sortie  $y$ .

Un système est complètement observable s'il existe un temps fini  $t_1 > 0$ , tel que la connaissance de l'entrée  $u(t)$  et de la sortie  $y(t)$  pour tout  $t$  ( $0 < t < t_1$ ), soit suffisante pour déterminer  $x(t)$ .

Pour les systèmes linéaires, on dit qu'un système est complètement observable si la matrice d'observabilité **Obs** est de rang  $n$  :

$$Obs = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \dots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

Dans notre système, la sortie est non linéaire et pour cela une linéarisation locale est nécessaire pour trouver la matrice de sortie linéarisée à l'instant  $k$  notée  $C_k$ . [17]

$$C_k = \frac{\partial h(x_{1,k}, x_{2,k})}{\partial x_k} \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$h(x_{1,k}, x_{2,k}) = \begin{bmatrix} x_{1,k} \cos(x_{2,k} + \frac{\pi}{4}) \\ x_{1,k} \cos(x_{2,k} - \frac{\pi}{4}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Donc on obtient :

$$C_k = \begin{bmatrix} \cos(x_{2,k} + \frac{\pi}{4}) & -x_{1,k} \sin(x_{2,k} + \frac{\pi}{4}) \\ \cos(x_{2,k} - \frac{\pi}{4}) & -x_{1,k} \sin(x_{2,k} - \frac{\pi}{4}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

La matrice d'observabilité est donnée par :

$$Obs = \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_k \\ C_k \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Ce qui donne pour  $x_{1,k}$  non nul :

$$\text{rang}(Obs) = \text{rang}(C_k) = 2$$

Donc on déduit que le système est complètement observable.

On note que le choix de deux sorties est fait car dans le cas d'une seule sortie le rang de  $C_k$  est égale à 1 et donc le système n'est pas complètement observable.

### III.2.2 Types d'observateur

Plusieurs types d'observateurs ont été utilisés en pratique selon la nature du système.

Pour les systèmes linéaires déterministes, l'observateur de Luenberger a montré de bonnes performances, en revanche pour les systèmes stochastiques, le filtre de Kalman reste le plus utilisé pour les systèmes linéaires et sa version étendue (EKF) est utilisée pour les systèmes non linéaires.

Un autre observateur d'état est utilisé de plus en plus récemment, à savoir l'observateur en mode glissant, en raison de sa facilité d'implémentation.

## III.3 Filtre de Kalman et Filtre de Kalman Etendu

### III.3.1 Définitions et étapes de l'algorithme

Le filtre de Kalman est une méthode visant à estimer les paramètres d'un système évoluant dans le temps à partir des mesures bruités.

On retrouve ce filtre dans un bon nombre de domaines relatifs au traitement du signal, radar, traitement d'images etc.

L'algorithme de cet observateur tend à minimiser la variance de l'erreur d'estimation. Le filtre de kalman etendu possède le même principe que le filtre de kalman mais il est utilisé pour les systèmes non linéaires.

L'application de l'algorithme d'estimation par le filtre de Kalman se fait en deux étapes :

- **Étape de prédiction** : Dans cette étape l'algorithme effectue une prédiction de l'état  $k+1$  en utilisant la représentation d'état.
- **Étape de correction** : Dans cette étape l'algorithme corrige la valeur des variables d'état en utilisant les mesures obtenues.

Dans l'algorithme il existe deux matrices de covariance  $Q$  et  $R$ .

Leur but est de minimiser les erreurs liées à la modélisation approchée et à la présence des bruits de mesure.

La matrice  $Q$  est liée aux bruits liés aux états, elle influence la qualité estimée de la modélisation, d'autre part la matrice  $R$  est liée aux bruits de mesures (une grande valeur de  $R$  indique une forte incertitude de la mesure et une faible valeur indique une faible incertitude).

### III.3.2 Application sur le système

Pour appliquer le filtre de kalman étendu (le choix de cet observateur est du à la non linéarité des sorties  $y$  du système) deux conditions nécessaires pour garantir la convergence de l'algorithme :

- **L'observabilité du système** : cette condition est déjà remplie.
- **Conditions initiales** : selon [17]  $\hat{x}_2$  peut être choisie nulle et  $\hat{x}_1$  doit être entre  $\frac{1}{3}$  et  $\frac{2}{3}$  de l'intensité maximale.

Les équations des deux étapes de l'algorithme sont données comme suit :

#### 1. Étape de prédiction :

$$X_k^p = A\hat{X}_k \quad (\text{III.6})$$

$$P_k^p = A.P_k.A^T + Q \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$\hat{X}_k$  : Le vecteur d'état estimé dans l'itération précédente.

$\hat{X}_k^p$  : C'est la prédiction du nouveau vecteur d'état.

A : Cette matrice est la même du modèle d'état.

Q : C'est la matrice de covariance de bruit d'état, elle représente une matrice diagonale et les termes de la diagonale représentent les différentes variances maximales des erreurs autorisées de chaque variable d'état. Dans ce système elle est choisie comme suit :

$$Q = \begin{pmatrix} 25 * 10^{-10} & 0 \\ 0 & 0.01 \end{pmatrix}$$

P : la matrice de covariance, elle renseignera sur la précision de l'estimation de chaque état.

## 2. Étape de correction :

$$K_{k+1} = P_k^p \cdot H_{k+1}^T \cdot (R_{k+1} + H_{k+1} \cdot P_k^p \cdot H_{k+1}^T)^{-1} \quad (\text{III.8})$$

$$P_{k+1} = (I - K_{k+1} \cdot H_{k+1}) \cdot P_k^p \quad (\text{III.9})$$

$$\hat{X}_{k+1} = \hat{X}_k^p + K_{k+1} \cdot (y_{k+1} - \hat{y}_{k+1}) \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$K_{k+1}$  : Le gain de l'observateur.

$H_{k+1} = \frac{\partial h(\hat{x}_{1,k}^p, \hat{x}_{2,k}^p)}{\partial \hat{x}_k^p}$  : La matrice d'observation linéarisée.

$R_{k+1} = R$  : C'est la matrice de covariance de bruit de mesure, elle représente une matrice diagonale et les termes de la diagonale représentent les différentes variances maximales des erreurs autorisées de chaque mesure. Dans ce système elle est choisie comme suit :

$$R = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$\hat{y}_k = h(\hat{x}_{1,k}^p, \hat{x}_{2,k}^p)$  : la sortie estimée.

$y_k$  : la sortie mesurée.

### III.3.3 Simulation

Pour bien évaluer les performances de cet observateur dans le système, une simulation de l'observateur avec le système est effectuée sous Matlab.

Pour le bruit d'état, un bruit blanc gaussien d'ordre  $10^{-8}$  pour la première variable et d'ordre  $10^{-2}$  pour la deuxième variable, d'autre part pour le bruit de mesure, un bruit blanc gaussien est inséré dans les deux mesures.

Pour une étude efficace de l'estimation, une commande par retour d'état (utilisée dans [17]) est utilisée.

Les valeurs des variables réels et estimées et les erreurs d'estimation ont été tracées et elles sont données dans les figures III.2, III.4, III.3 et III.5.

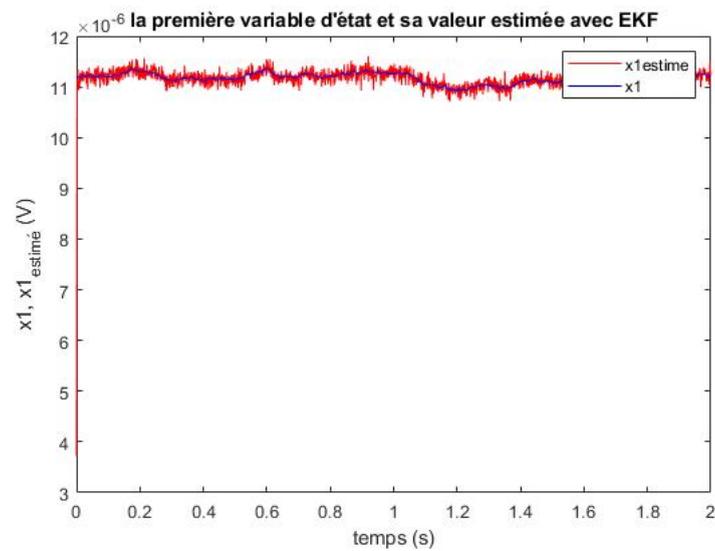
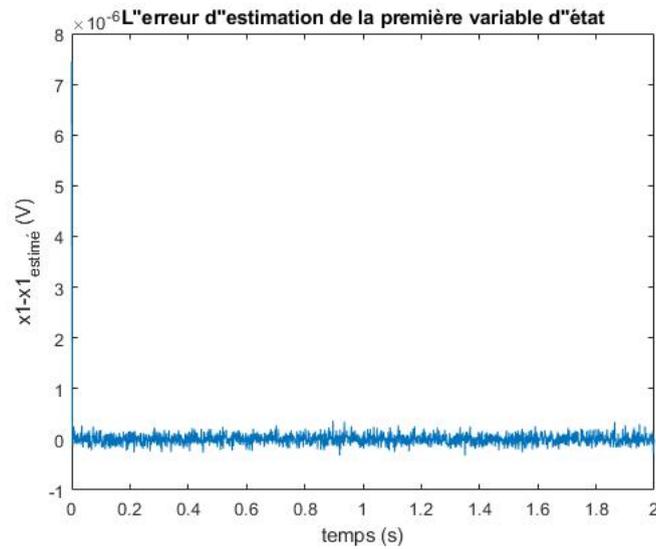
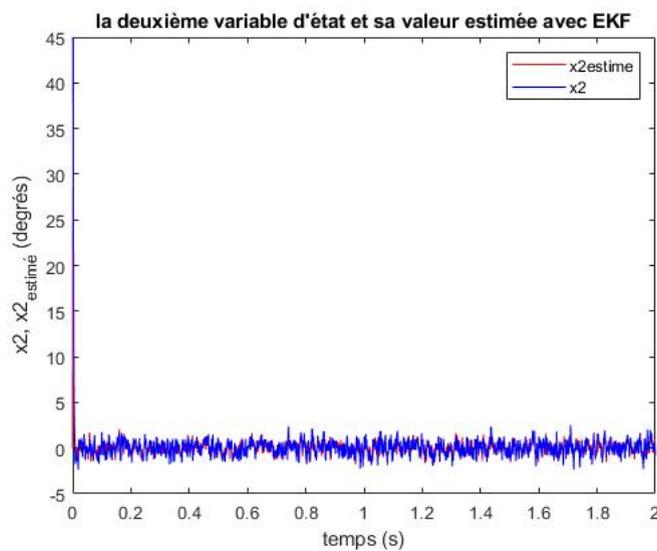
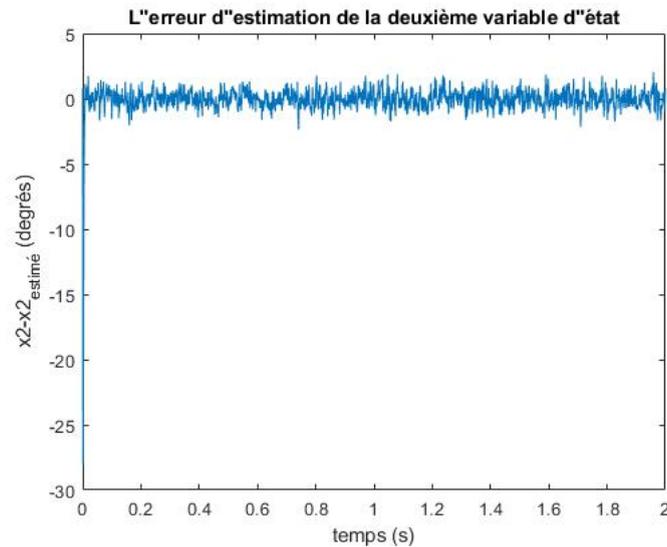


FIGURE III.2: L'évolution de  $x_1$  et son estimé avec l'EKF

FIGURE III.3: L'erreur de l'estimation avec l'EKF de  $x_1$ 

On remarque que l'estimation de la première variable est très bonne malgré les bruits de mesure et d'état. L'erreur maximale réalisée est de l'ordre de  $10^{-7}$  qui est une erreur acceptable.

FIGURE III.4: L'évolution de  $x_2$  et son estimé avec l'EKF

FIGURE III.5: L'erreur de l'estimation avec l'EKF de  $x_2$ 

Pour la deuxième variable, la figure III.4 montre que l'estimation est très bonne et l'erreur d'estimation réalisée pour cette variable est moins de  $3^\circ$  (erreur acceptable) malgré les bruits appliqués au système.

En analysant les bruits utilisés, on remarque que les bruits choisis sont raisonnables, ce qui valide l'utilisation de cet observateur.

L'inconvénient principale exposé dans la plupart des études similaires est la puissance de calcul exigée par cet observateur.

On note que le temps d'exécution de la simulation est de 0.07s.

## III.4 Observateur à mode glissant

### III.4.1 Définitions et travaux antérieurs

Une des classes les plus connues des observateurs robustes contre les incertitudes paramétriques et les erreurs de modélisation est celle des observateurs qui se basent sur la théorie des modes glissants.

Les propriétés de robustesse des théories de mode glissant a motivé beaucoup de recherches qui traitent la commande et l'estimation par mode glissant.

Les recherches dans ce sujet varient selon la nature du système traité et la technique

utilisée.

Pour les systèmes continus, les auteurs de [30], [31], [32] et [33] et d'autres travaux ont proposé des différentes approches de mode glissant (LMI approach, High order sliding mode, super-twisting, high gain approach) pour la reconstruction d'une ou toutes les variables d'états.

D'autres part, dans [34], [35], [36] et [37] des approches proposées à appliquer sur les systèmes discrets.

Vu que le système étudié est un système MIMO linéaire discret avec des sorties non-linéaires, l'approche proposée dans [37] est la plus appropriée pour le système avec une linéarisation locale de la sortie à chaque itération pour pouvoir utiliser l'algorithme qui est applicable aux systèmes linéaires.

### III.4.2 Conception des observateurs à mode glissant

Les observateurs à mode glissant sont basés sur le principe de contraindre les dynamiques d'un système à converger vers la surface de glissement nommée  $S$ . Ces dynamiques sont celles des erreurs d'observation.

Des conditions appelées conditions de glissement sont nécessaires pour assurer l'attractivité de la surface de glissement (le système converge vers cette surface).

L'observation se fait en deux étapes :

- **Mode d'atteinte** : dans cette étape la trajectoire des erreurs évolue vers la surface de glissement  $s$  (sur laquelle la différence entre la sortie de l'observateur et celle du système est nulle).
- **Mode de glissement** : dans cette deuxième étape la trajectoire des erreurs glisse sur la surface avec des dynamiques imposées pour annuler toutes les erreurs, le gain de correction agit de manière à satisfaire la condition d'invariance  $\dot{S} = 0$  et  $S=0$ .

### III.4.3 Application de l'observateur à mode glissant

Dans [37] un observateur à mode glissant basé sur l'approche LMI (Linear matrix inequalities) est proposé, et qui a la forme suivante :

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) &= A\hat{x}(k) + Bu(k) + L(\tilde{y}(k)) + M\text{sign}(\tilde{y}(k)) \\ \hat{y}(k) &= H\hat{x}(k) \\ \tilde{y}(k) &= y(k) - \hat{y}(k) \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$A$  et  $B$  sont les matrices caractérisant le système.

$L$  : Matrice de gain de l'observateur.

$M$  : Matrice de gain du terme discontinue.

$H$  : C'est la matrice de sortie et vu la non linéarité des sorties une linéarisation locale de la sortie à chaque itération peut résoudre ce problème.

La matrice  $H$  est donnée par :  $H_k = \frac{\partial h(\hat{x}_{1,k}, \hat{x}_{2,k})}{\partial \hat{x}_k} = H$ .

Le théorème de l'approche LMI (linear matrix inequalities) proposé dans [37] note que la convergence de l'observateur est garantie s'il existe deux matrices définies positives  $P$  et  $Q$  et un scalaire positive  $\alpha$  satisfait la LMI suivante :

$$\begin{bmatrix} -P + Q & (A - LH)^T P & (A - LH)^T P \\ P(A - LH) & -P & 0 \\ P(A - LH) & 0 & -\alpha I_n \end{bmatrix} < 0 \quad (\text{III.12})$$

On met  $X = LH$ , la condition devient :

$$\begin{bmatrix} -P + Q & (A - X)^T P & (A - X)^T P \\ P(A - X) & -P & 0 \\ P(A - X) & 0 & -\alpha I_n \end{bmatrix} < 0 \quad (\text{III.13})$$

$$X = LH \Rightarrow L = XH^{-1}$$

On fixe une matrice  $X$  qui satisfait le théorème et on calcule  $L$  à chaque itération en fonction des changements de  $H = H_k$ .

Une des possibilités à choisir pour  $P$ ,  $Q$ ,  $X$  et  $\alpha$  est :

$$P = \begin{bmatrix} 38.74 & 0 \\ 0 & 42.56 \end{bmatrix}; Q = \begin{bmatrix} 19.73 & 0 \\ 0 & 21.28 \end{bmatrix}; X = \begin{bmatrix} 0.9 & 0 \\ -0.1 & 0.8 \end{bmatrix}; \alpha = 10$$

Pour la matrice  $M$  elle doit contenir des valeurs très petites par rapport aux valeurs des variables d'états pour garantir la convergence.

La matrice  $M$  est donnée par :

$$M = \begin{bmatrix} 10^{-8} & 0 \\ -0.1 & 0.01 \end{bmatrix}$$

### III.4.4 Simulation

Après la transformation de l'algorithme en code matlab, et en appliquant les mêmes bruits appliqués sur le filtre de kalman étendu (bruit de modélisation : bruit blanc gaussien d'ordre  $10^{-8}$  pour la première variable et d'ordre  $10^{-2}$  pour la deuxième variable, et un bruit de mesure identique à celui inséré précédemment).

Aussi pour la commande, la même commande appliquée précédemment (retour d'état avec un gain de 0.5) est appliquée avec cet observateur.

Les résultats sont donnés dans les figures : III.6, III.7, III.8 et III.9 :

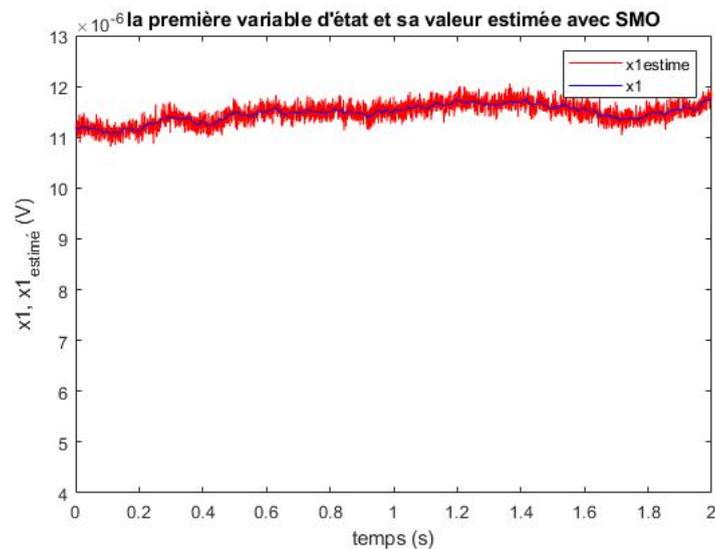
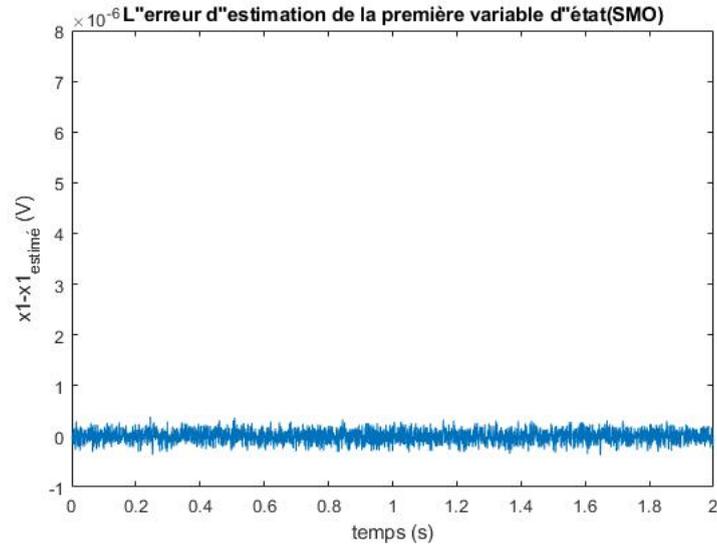
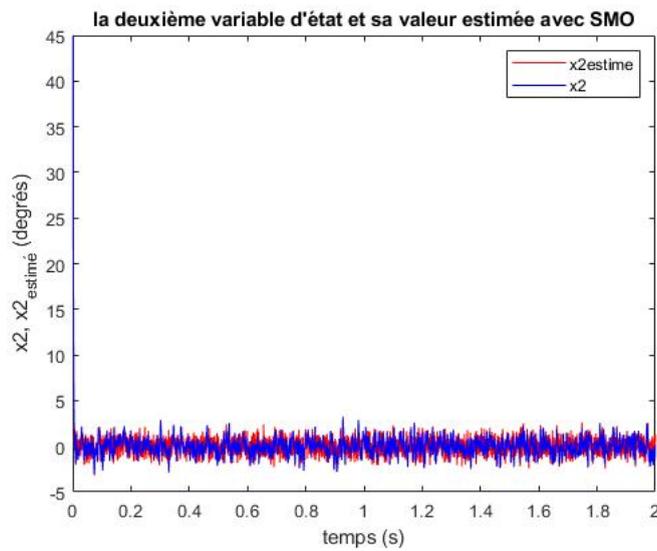
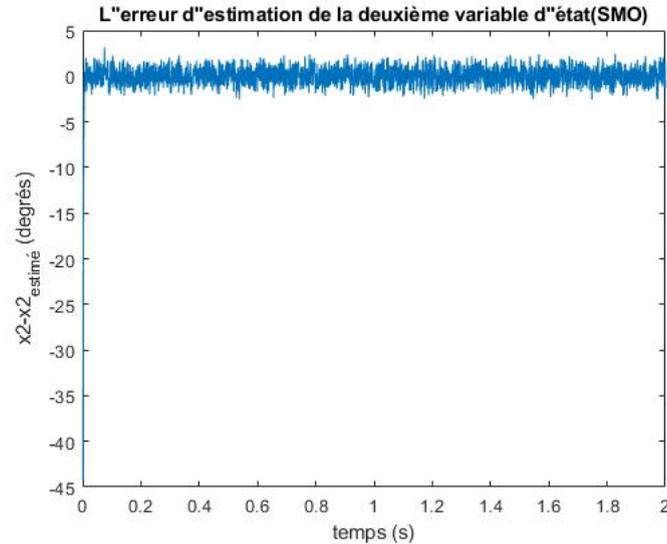


FIGURE III.6: L'évolution de  $x_1$  et son estimé avec SMO

FIGURE III.7: L'erreur de l'estimation avec SMO de  $x_1$ 

Les résultats obtenues pour la première variable sont très bons et l'erreur maximale est de l'ordre de  $10^{-7}$  qui est une erreur acceptable pour cette variable.

FIGURE III.8: L'évolution de  $x_2$  et son estimé avec SMO

FIGURE III.9: L'erreur de l'estimation avec SMO de  $x_2$ 

De même pour la deuxième variable la valeur estimée suit d'une façon continue la valeur réel. D'autre part, concernant l'erreur d'estimation, la figure III.9 montre que l'erreur est moins de  $3^\circ$  et cette erreur est tolérable pour l'angle de déviation.

En analysant les résultats obtenus, on remarque que l'observateur à mode glissant a donné des bonnes estimations pour les deux variables d'états.

Vu que les bruits utilisés sont raisonnables, on peut dire que l'observateur SMO est bon pour ce système.

On note que le temps d'exécution de l'algorithme d'observateur à mode glissant est de 0.05s.

Ce temps est dû au calcul de la matrice L à chaque itération qui ralentit l'exécution de l'algorithme.

### III.5 Comparaison des deux observateurs

Après ces deux simulations, on peut remarquer que les deux observateurs ont montré les mêmes performances ainsi que les mêmes limites en terme de rejet des bruits. Pour mieux comparer ces deux observateurs, une perturbation est insérée dans l'angle d'incidence  $x_2$ , cette perturbation qui caractérise une vague d'eau provoquant une déviation d'un angle de  $\frac{\pi}{4}$ , la réaction des deux systèmes est montrée dans les figures

III.10 et III.11 :

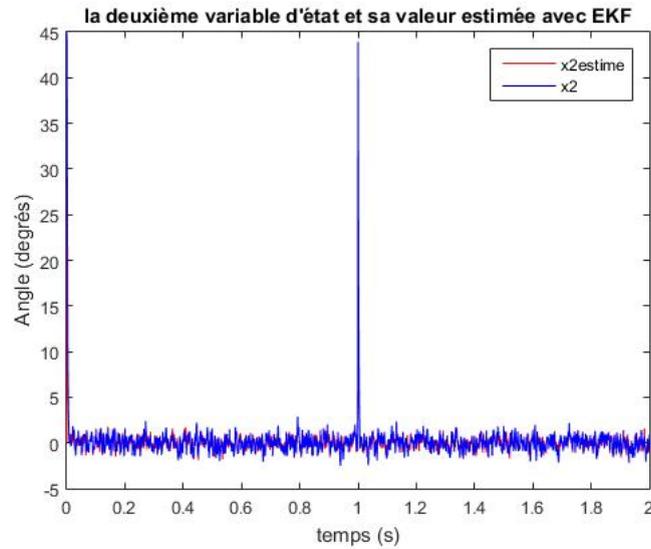


FIGURE III.10: L'évolution de  $x_2$  et son estimé avec l'EKF

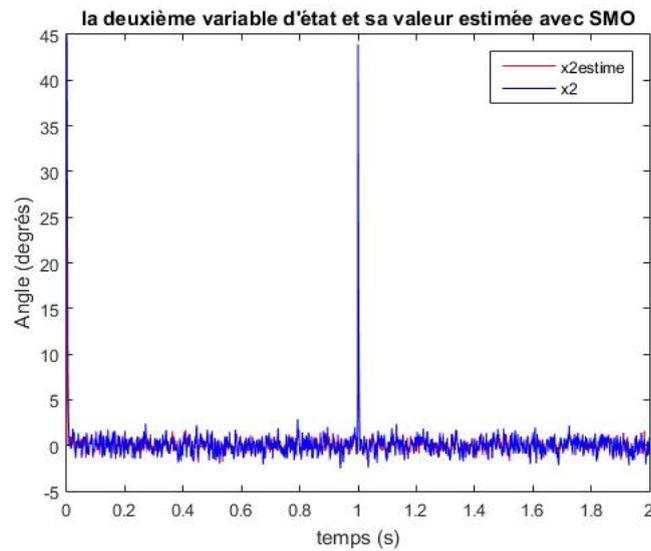


FIGURE III.11: L'évolution de  $x_2$  et son estimé avec SMO

On remarque la bonne réaction des deux systèmes et on remarque bien la convergence des performances entre ces deux observateurs.

### **III.6 Conclusion :**

Dans ce chapitre, une étude sur l'utilisation des deux observateurs (filtre de kalman etendu et observateur à mode glissant) est réalisée et les résultats ont montré les bonnes performances de ces deux observateurs sur le système étudié et une convergence des performances entre eux, mais la petite différence dans le temps d'exécution a favorisé l'utilisation de l'observateur à mode glissant dans la suite du projet.

# Chapitre IV

## La synthèse de la loi de commande

## IV.1 Introduction

Après la résolution de la première problématique, la deuxième problématique dans le projet est la régulation.

Ce défi consiste à calculer la loi de commande permettant de réaliser une poursuite de référence.

La robustesse et la rapidité sont deux performances requises dans le régulateur afin d'élaborer une bonne communication.

Dans ce chapitre, on présente les définitions relatives à la régulation, ensuite, deux lois de commande seront présentées avec des simulations et finalement une comparaison est faite entre ces deux régulateurs ainsi que notre choix final.

## IV.2 Définitions

La régulation est une étape importante dans le projet car elle permet d'effectuer une poursuite de référence en corrigeant l'angle d'incidence à chaque instant.

En effet, la combinaison de l'observateur choisi avec la commande permet d'effectuer une commande à base d'observateur.

Le schéma de la commande à base d'observateur est donné dans IV.1.

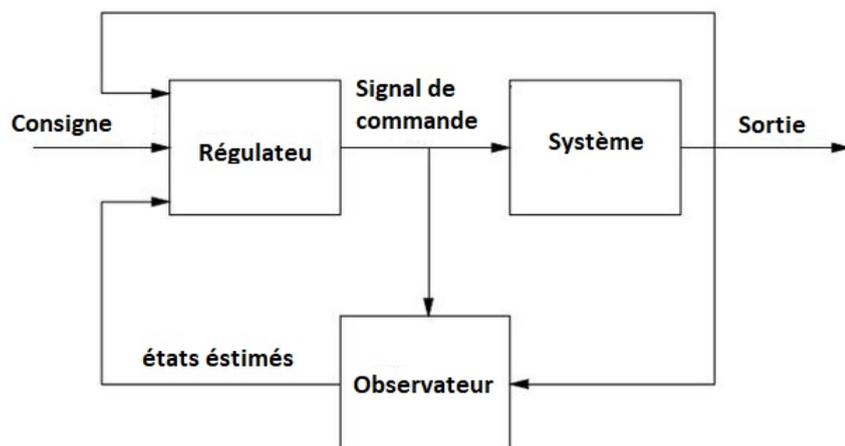


FIGURE IV.1: Schéma de la commande à base d'observateur[38]

Le régulateur doit garantir la stabilité en premier lieu.

La stabilité des systèmes linéaires discrets est caractérisée par les valeurs propres.

On dit qu'un système est asymptotiquement stable si et seulement si toutes les valeurs propres ont une valeur absolue inférieure à un.

Les valeurs propres du système étudié sont 1 et 1, ce qui implique que le système est instable.

### IV.2.1 La commandabilité

La commandabilité est une notion importante dans la régulation car elle permet de déterminer la possibilité d'existence d'une commande  $U(t)$  permettant de faire évoluer le système d'un état initial quelconque  $X_0$  à un état désiré quelconque  $X_1$  en un temps fini.

L'étude de la commandabilité se fait à travers la matrice de commandabilité  $C(A,B)$ . Elle est donnée comme suit :

$$C(A, B) = \begin{bmatrix} B & AB & A^2B & \dots & A^{n-1}B \end{bmatrix} \quad (\text{IV.1})$$

La condition nécessaire et suffisante pour qu'un système soit complètement commandable est que le rang de sa matrice de commandabilité  $C(A,B)$  soit égale à  $n$  (ordre de la matrice  $A$ ).

La matrice de commandabilité du système étudié est donnée par :

$$C(A, B) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Le rang de  $C(A,B)$  est égal à un, donc le système n'est pas complètement commandable. On dit le système est partiellement commandable, ce qui signifie qu'un seul état est commandable qui est  $x_2$  (l'angle d'incidence). Ce résultat n'influence pas beaucoup notre étude car notre objectif principal est de faire évoluer  $x_2$  vers zéro.

Puisque seul la deuxième variable d'état est commandable, la loi de commande est donc calculée par rapport à cette variable d'état.

## IV.2.2 Types de régulateurs

Plusieurs types de régulateurs ont été utilisés dans la pratique, notamment le PID, qui est largement le plus utilisé dans l'industrie.

Un autre régulateur, le régulateur LQ, est basé sur le retour d'état et est généralement utilisé avec un observateur pour effectuer une commande LQG.

La commande par mode glissant est également de plus en plus utilisée, en particulier pour les systèmes non linéaires.

Récemment, avec le développement de la puissance de calcul dans les ordinateurs, de nouveaux régulateurs sont apparus basés sur la logique floue ou les réseaux de neurones.

Dans ce projet, une étude comparative est faite entre la commande LQ et la commande par mode glissant pour choisir la meilleure afin d'obtenir une bonne régulation et donc d'établir une meilleure communication.

## IV.3 La commande LQ

La commande linéaire quadratique LQ ou LQR (Linear quadratic regulator) est une méthode bien connue qui fournit des gains de retour d'état optimaux pour permettre une conception stable et performante des systèmes en boucle fermée.

La commande LQ tend à minimiser un critère  $J$  [39].

Pour les systèmes linéaires discrets représentés par IV.2, le critère à minimiser par la commande est donné par IV.3.

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (\text{IV.2})$$

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{k=n} x(k)^T Q(k)x(k) + u(k)^T R(k)u(k) \quad (\text{IV.3})$$

Avec  $Q$  et  $R$  deux matrices nommées matrices de pondération. Elles sont symétriques et définies positives.

On utilise les règles de la commande optimale montrées dans [39] pour minimiser  $J$  sous la contrainte IV.2, on définit le Lagrangien  $L$  par :

$$L = \sum_{k=0}^{k=n} \left( \frac{1}{2} x(k)^T Q(k) x(k) + \frac{1}{2} u(k)^T R(k) u(k) \right. \\ \left. + p^T(k+1)(-x(k+1) + Ax(k) + Bu(k)) \right) \quad (\text{IV.4})$$

La solution optimale vérifie les équations suivantes :

$$\frac{\partial L}{\partial u(k)} = Ru(k) + B^T p(k+1) = 0 \quad (\text{IV.5})$$

$$\frac{\partial L}{\partial x(k)} = Qx(k) - p(k) + A^T p(k+1) = 0 \quad (\text{IV.6})$$

$$\frac{\partial L}{\partial p(k+1)} = -x(k+1) + Ax(k) + Bu(k) = 0 \quad (\text{IV.7})$$

L'équation IV.5 donne :

$$u(k) = -R^{-1} B^T p(k+1) \quad (\text{IV.8})$$

En adoptant le changement de variable suivant :

$$p(k) = Px(k) \quad (\text{IV.9})$$

En remplaçant dans IV.8, on obtient :

$$u(k) = -R^{-1} B^T Px(k+1) \\ = -R^{-1} B^T P(Ax(k) + Bu(k)) \\ = -Kx(k) \quad (\text{IV.10})$$

Avec :

$$K = (R + B^T P B)^{-1} B^T P A \quad (\text{IV.11})$$

De IV.6 on a :

$$\begin{aligned} P(x)x(k) &= Qx(k) + A^T P x(k+1) \\ &= Qx(k) + A^T P (Ax(k) + Bu(k)) \end{aligned} \quad (\text{IV.12})$$

En remplaçant  $u(k)$  par sa formule IV.10, on obtient :

$$P(x)x(k) = [Q + A^T P (A - BK)]x(k) \quad (\text{IV.13})$$

On obtient alors :

$$\begin{aligned} P &= Q + A^T P (A - BK) \\ &= Q + A^T (P - PB(R + B^T P B)^{-1} B^T P) A \end{aligned} \quad (\text{IV.14})$$

Donc la loi de commande est donnée par la formule IV.10 avec le gain  $K$  donné par  $K = (R + B^T P B)^{-1} B^T P A$  ou  $P$  est la solution de l'équation algébrique de Riccati donnée par IV.14.

La commande Matlab correspondante est :

`dlqr(A,B,Q,R).`

Cette commande calcule directement le vecteur  $K$ .

### IV.3.1 Le choix de $Q$ et $R$

Le choix des matrices de pondération  $Q$  et  $R$  est très important car elles influencent les performances du système.

Une méthode de choisir  $Q$  et  $R$  est montrée dans [39], celle-ci est donnée par :

1. On choisit  $Q$  et  $R$  égaux aux matrices d'identité.
2. Selon la réponse obtenue, on choisit d'accélérer le système (en multipliant  $Q$  par un scalaire  $\lambda > 1$ ) ou de le décélérer (en multipliant  $Q$  par un scalaire  $\lambda < 1$ ).
3. Si certains états ont des dynamiques trop lentes par rapport à d'autres, on augmente la pondération de  $Q$  leur correspondant.

### IV.3.2 Application de la commande LQ sur le système étudié

Dans cette étape du projet, on a essayé d'appliquer la commande LQ sur le système et de faire les testes nécessaires pour observer les réponses de l'angle, les tensions de sortie et celles des courants du moteur.

A cause de la commandabilité partielle du système, la commande est appliquée uniquement pour la deuxième variable d'état et la formule de la commande est donnée par :

$$u(k) = -Kx_2(k) \quad (\text{IV.15})$$

Le modèle Simulink du système en boucle fermée est donné dans la figure IV.2.

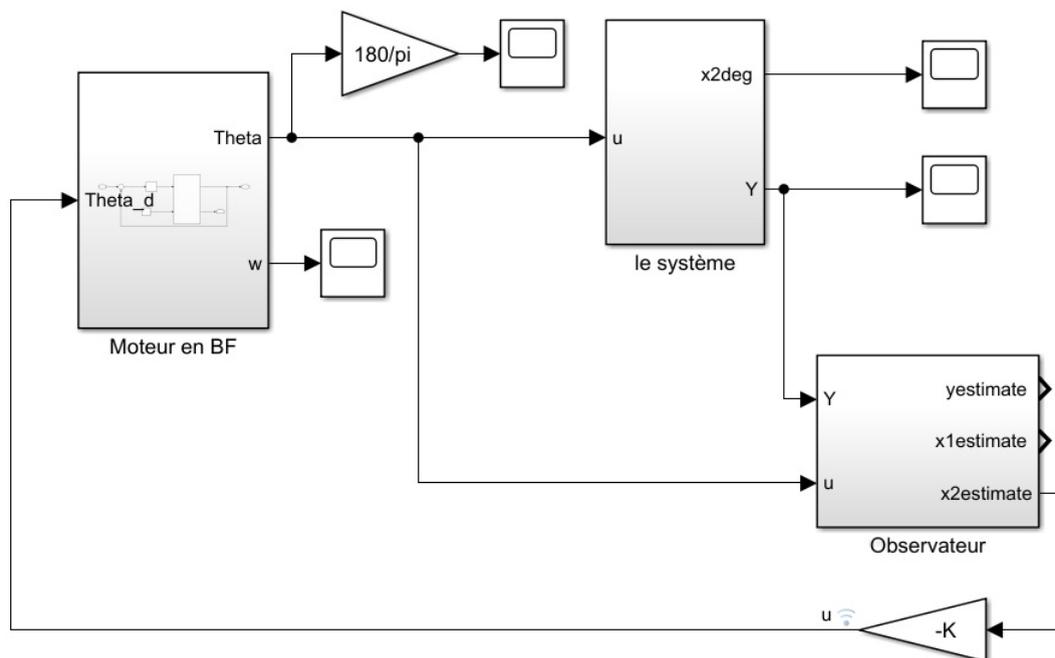


FIGURE IV.2: Modèle du système en BF

Pour le calcul de la valeur du gain  $K$ , on utilise la commande de Matlab `dlqr(A,B,Q,R,0)`.  $A$  et  $B$  sont égaux à 1 et le choix de  $Q$  et  $R$  est fait à l'aide de la méthode présentée dans IV.3.1.

- On commence par choisir  $Q$  et  $R$  égaux à 1 : ce choix produit une réponse oscillante instable due à l'accélération excessive du système.
- On diminue la valeur de  $Q$  : pour choisir la meilleur valeur, on a essayé trois valeur de  $Q$  : 0.01, 0.005 et 0.001.

Les réponses obtenus sont données dans les figure IV.3, IV.4 et IV.5.

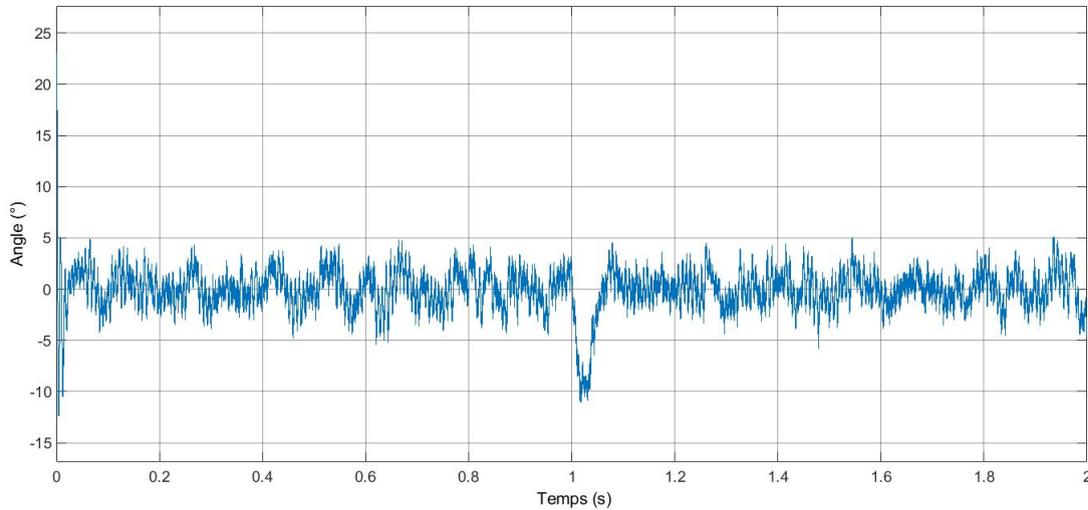


FIGURE IV.3: La réponse de l'angle pour  $Q=0.01$

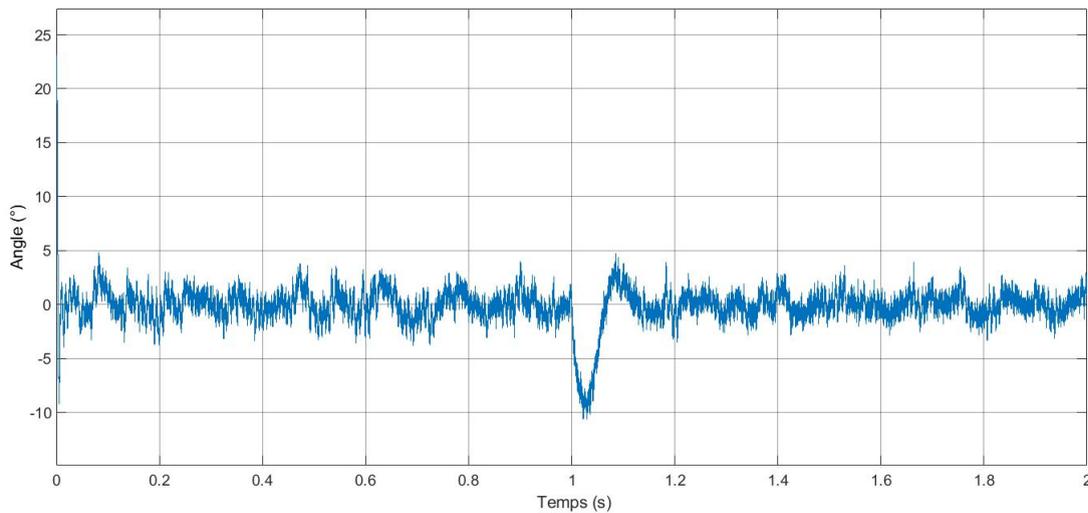
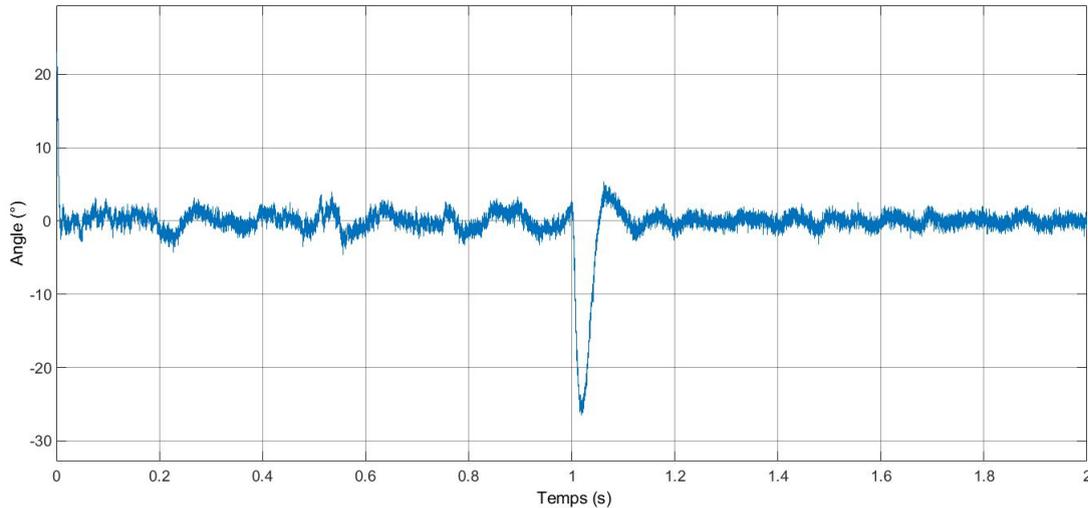


FIGURE IV.4: La réponse de l'angle pour  $Q=0.005$

FIGURE IV.5: La réponse de l'angle pour  $Q=0.001$ 

On constate que la diminution de  $Q$  augmente le temps de réponse ainsi que l'influence de la perturbation ajoutée à l'instant  $t=1s$  (provoquée par le couple résistif du moteur).

D'autre part l'augmentation de  $Q$  augmente les oscillations et la sensibilité aux bruits d'états.

La meilleure réponse est celle pour  $Q=0.005$  qui est rapide (avec un temps de réponse inférieur à  $0.01s$ ) et la sensibilité aux bruits et aux perturbations est bonne.

L'évolution des courants du moteur et celle des tensions de sortie sont données dans les figures IV.6 et IV.7.

On remarque la bonne réponse des tensions de sortie et celle des courants du moteur (qui ont une valeur maximale de  $1.2A$ ) et cela est dû à la bonne réponse de l'angle d'incidence.

### IV.3.3 Tests de performances

Pour mieux évaluer les performances de la commande LQ sur le système, des tests de performances ont été effectués.

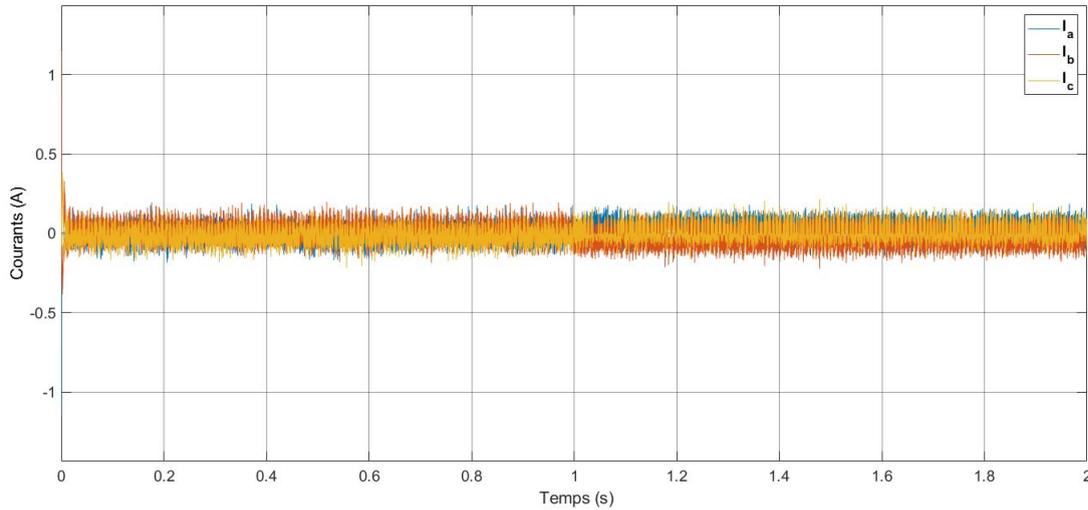


FIGURE IV.6: Les courants du moteur

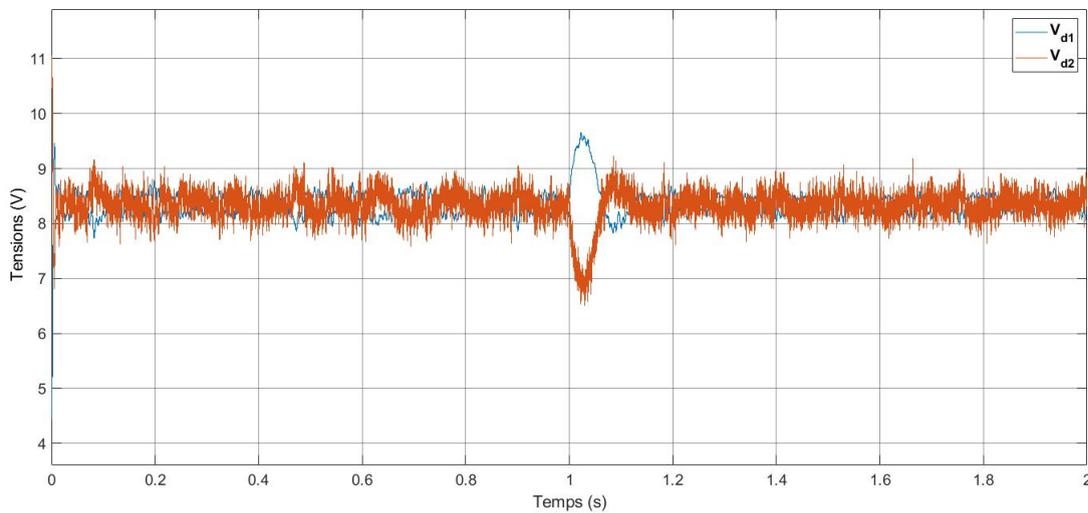
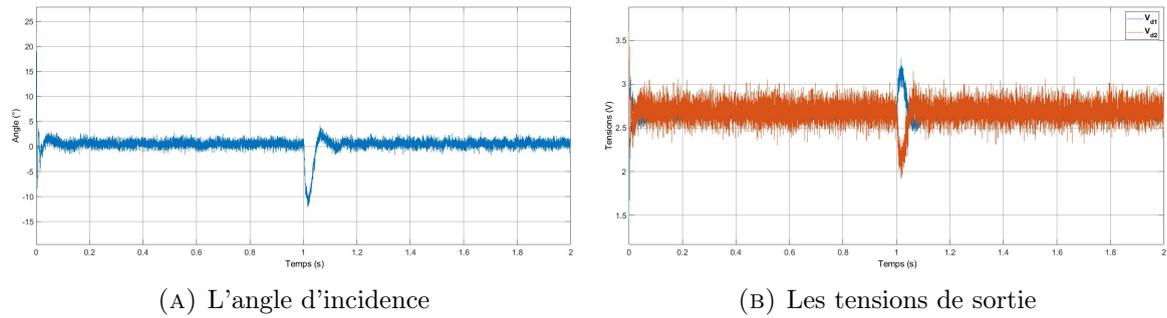


FIGURE IV.7: Les tensions de sortie

- **Dégradation de l'intensité :** La dégradation de l'intensité lumineuse est souvent produite à cause de l'angle d'émission qui peut être non nul, de l'augmentation de la distance de transmission  $d$  ou bien dans le pire des cas d'un problème dans la LED.

La figure IV.8 montre la réponse de l'angle d'incidence et celle des tensions de sortie après addition d'une dégradation d'intensité due à un angle d'émission de  $20^\circ$ .

On remarque que malgré la dégradation de l'intensité et donc des tensions (environ 2.6V), la réponse de l'angle reste très bonne.

FIGURE IV.8: Les réponses pour un angle d'émission de  $20^\circ$ 

La figure IV.9 visualise la réponse d'angle d'incidence et celle des tensions après une augmentation de la distance de transmission de 1m à 3m.

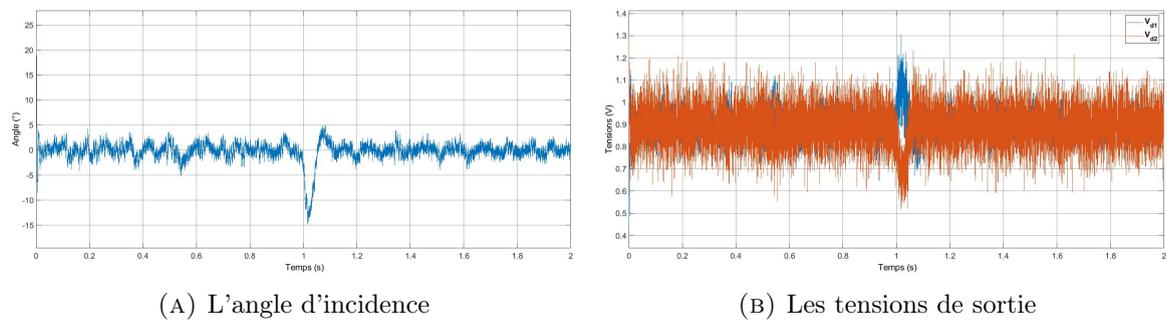
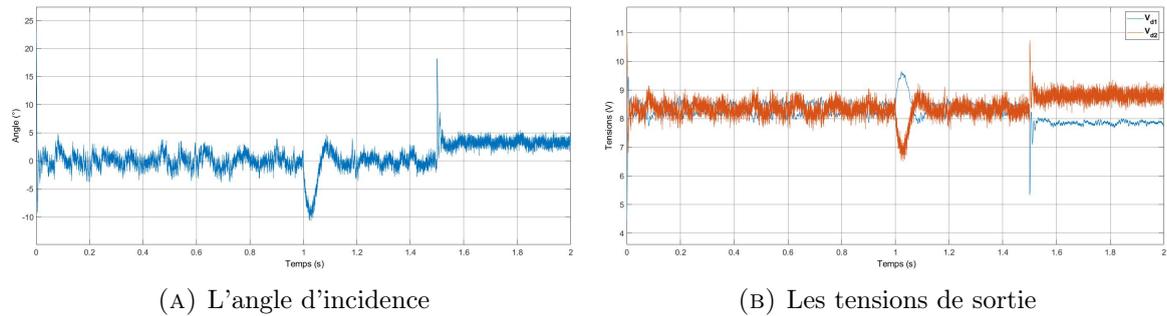


FIGURE IV.9: Les réponses pour une distance de transmission de 3m

De même pour la dégradation d'intensité causée par l'augmentation de la distance de transmission, les tensions de sortie diminuent (environ 1V) mais la réponse d'angle d'incidence reste très bonne.

- **Insertion d'une perturbation continue** : Une perturbation de  $\frac{\pi}{10}$  est insérée à l'instant  $t=1.5s$  dans l'angle d'incidence et la réponse de l'angle et celle des tensions sont données dans la figure IV.10.

On remarque la bonne réaction à la perturbation avec un bon temps de réponse, mais l'erreur statique n'est plus nulle dans ce cas, elle a une valeur de  $4^\circ$ , ce qui est acceptable pour une perturbation pareille.

FIGURE IV.10: Les réponses pour une perturbation de  $\frac{\pi}{10}$ 

- Choix différent des conditions initiales :** Dans les simulations précédentes, les conditions initiales du système et celles de l'observateur sont les mêmes, mais dans la réalité les conditions initiales du système ne sont pas connus et pour cela, on a essayé de modifier celles du système (modifier l'angle initial de  $\frac{\pi}{8}$  à  $\frac{\pi}{4}$ ) et de garder celles de l'observateur (l'angle initial égal à  $\frac{\pi}{8}$ ). La figure IV.11 montre les réponses obtenues.

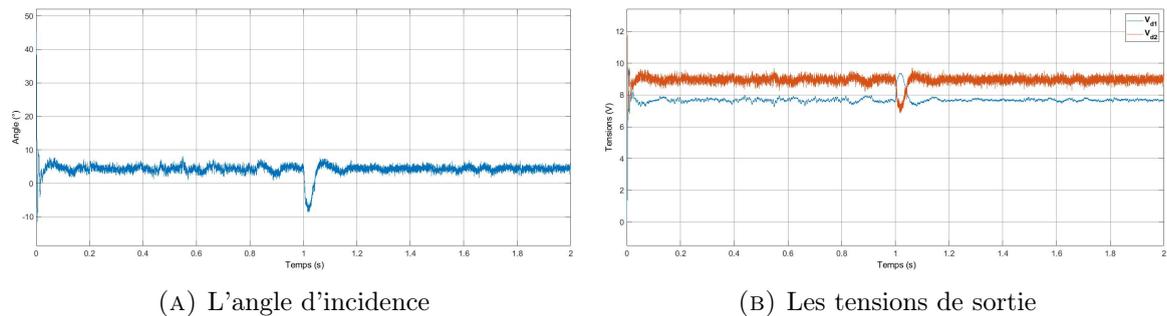


FIGURE IV.11: Les réponses pour un choix différent des conditions initiales entre le système et l'observateur

On remarque que le choix différent des conditions initiales entre l'observateur et le système engendre une erreur statique de  $5^\circ$  qui reste acceptable (tant que l'erreur est inférieure à  $10^\circ$ , la communication est bonne).

### IV.3.4 Conclusion

Les tests effectués ont clairement montré les performances de la commande LQ sur le système étudié et les résultats obtenus sont très satisfaisants avec un temps de réponse très petit ce qui permet une forte réduction de perte d'informations lors de la communication.

## IV.4 La commande par mode glissant

### IV.4.1 Définitions

La commande par mode glissant (SMC) est l'une des commandes les plus connues en raison de sa robustesse et de ses performances en termes de rejet des perturbations. La conception de la commande SMC est caractérisée par la surface  $s(x)$  dite surface de glissement, cette surface est conçue pour fournir le comportement souhaité pour le système en boucle fermée.

La régulation se fait en deux phases : la phase d'atteinte dans laquelle les états convergent vers la surface de glissement et la phase de glissement le long de celle-ci (figure IV.12).

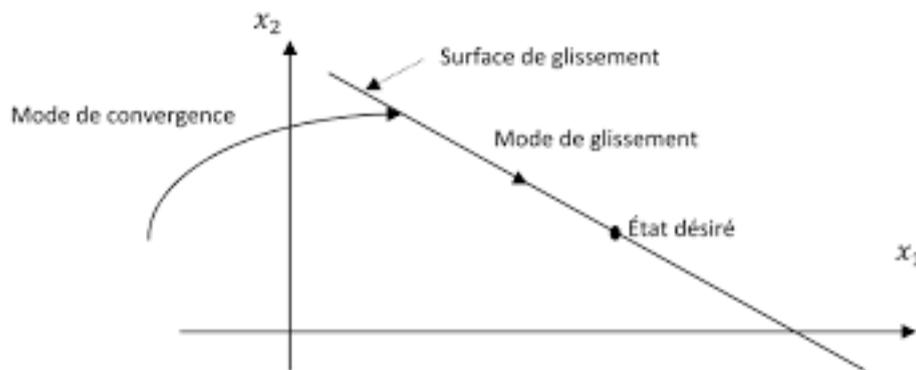


FIGURE IV.12: Les phases de la régulation

Plusieurs approches ont été proposées pour réaliser cette commande.

Pour ce projet, on a choisi l'approche de la loi d'atteinte (Reaching Law approach) proposée dans [40]. Cette loi dicte directement la dynamique de  $s(k)$ . Ensuite, la loi de commande est synthétisée à partir de la loi d'atteinte en conjonction avec le modèle du système et les limites connues des perturbations.

La surface de glissement proposée est :

$$s(x) = c^T x(k) \quad (\text{IV.16})$$

Pour les systèmes discrets, la loi d'atteinte est donnée par :

$$s(k+1) - s(k) = -qT s(k) - \epsilon T \text{sgn}(s(k)), \quad \epsilon > 0, q > 0, 1 - qT > 0 \quad (\text{IV.17})$$

D'autre part, on a :

$$\begin{aligned} s(k+1) - s(k) &= c^T x(k+1) - c^T x(k) \\ &= c^T Ax(k) + c^T bu(k) - c^T x(k) \end{aligned} \quad (\text{IV.18})$$

Les deux équations IV.17 et IV.18 permettent de déduire la loi de commande donnée par :

$$u(k) = -(c^T b)^{-1} [c^T Ax(k) - c^T x(k) + qT c^T x(k) + \epsilon T \text{sgn}(c^T x(k))] \quad (\text{IV.19})$$

La commande par mode glissant est caractérisée par la bande du mode de glissement ( $2\Delta$ ) définie par :

$$\forall k > k^* \quad |s(k)| < \Delta \quad (\text{IV.20})$$

Pour cette approche, la largeur de la bande du mode de glissement est donnée par :

$$2\Delta = \frac{2\epsilon T}{1 - qT} \quad (\text{IV.21})$$

De IV.21 il est facile de constater que la largeur de la bande diminue avec la diminution de la période d'échantillonnage, ce qui est intuitivement clair.

On note que la diminution de  $2\Delta$  provoque la diminution de l'effet de chattering.

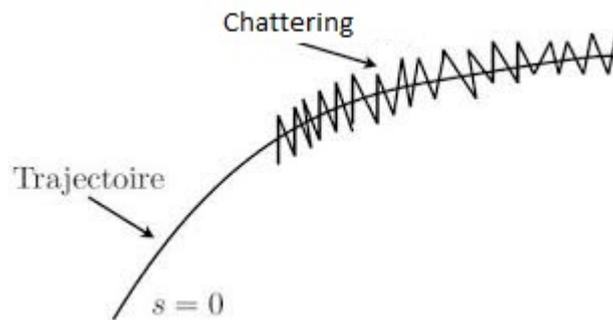


FIGURE IV.13: L'effet de chattering

## IV.4.2 Application de la commande par mode glissant sur le système étudié

Dans cette partie, nous présentons l'application du régulateur à mode glissant sur le système et les tests de performances nécessaires pour bien évaluer l'influence de ce régulateur sur le système.

Comme dans le cas précédent, en raison de la commandabilité partielle du système, la commande n'est appliquée que pour la deuxième variable d'état.

La surface de glissement est donnée par :

$$s(k) = c^T x_2(k) \quad (\text{IV.22})$$

Dans notre cas,  $c^T = 1$ .

La loi de commande est donnée par :

$$\begin{aligned} u(k) &= -(c^T b)^{-1} [c^T A x_2(k) - c^T x_2(k) + qT c^T x_2(k) + \epsilon T \text{sgn}(c^T x_2(k))] \\ &= -(qT x_2(k) + \epsilon T \text{sgn}(x_2(k))) \end{aligned} \quad (\text{IV.23})$$

La figure IV.14 montre le modèle simulink du système en BF.

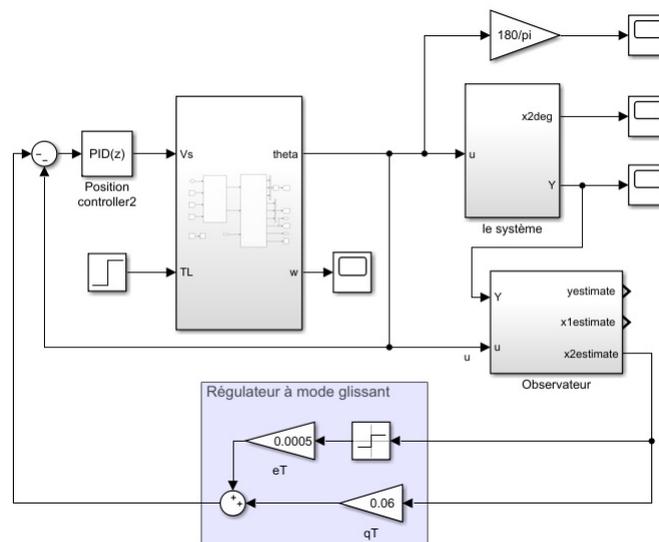


FIGURE IV.14: Modèle du système en BF avec le régulateur à mode glissant

Pour le choix des paramètres du régulateur, plusieurs valeurs ont été testées et la réponse de l'angle a été notée à chaque fois. On a constaté que la meilleure réponse est pour :  $qT = 0.07$  et  $eT = 0.001$ .

On note que les tests sont effectués sans bruits d'état.

Les figures IV.15, IV.16 et IV.17 montrent les réponses de l'angle pour  $eT = 0.001$  et des différentes valeurs de  $qT$ .

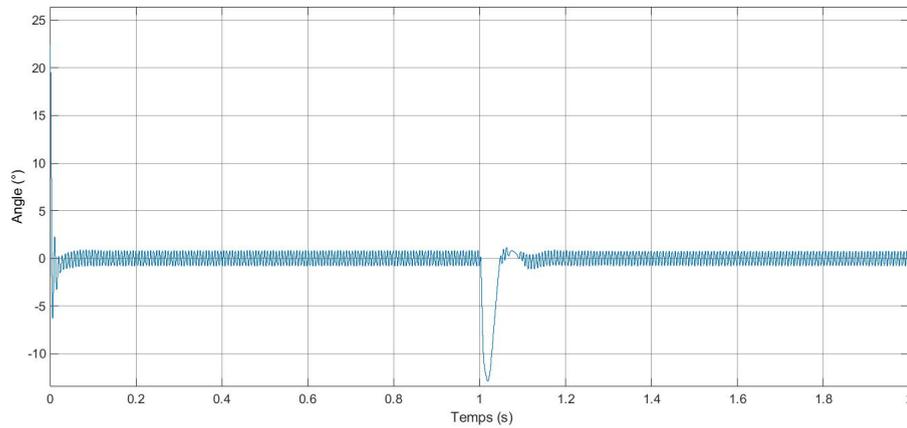


FIGURE IV.15: La réponse de l'angle pour  $qT=0.05$

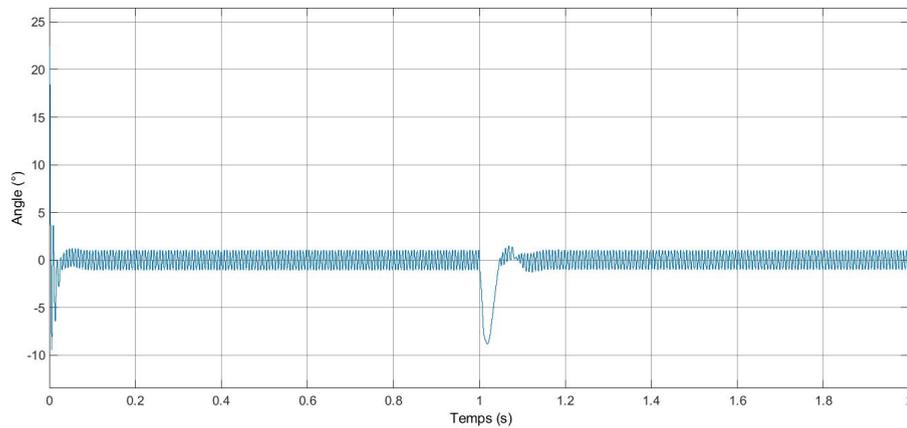
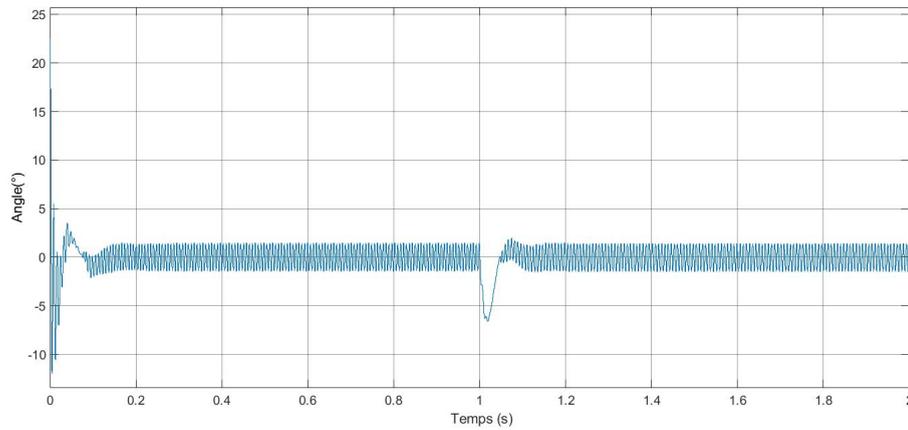
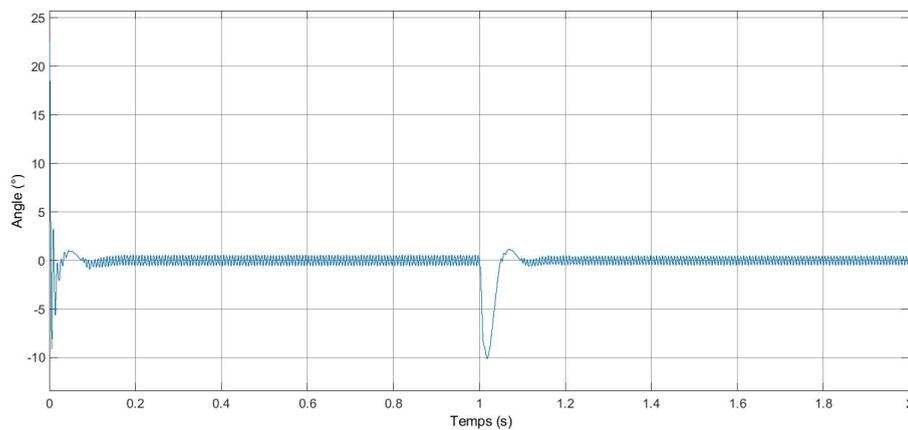
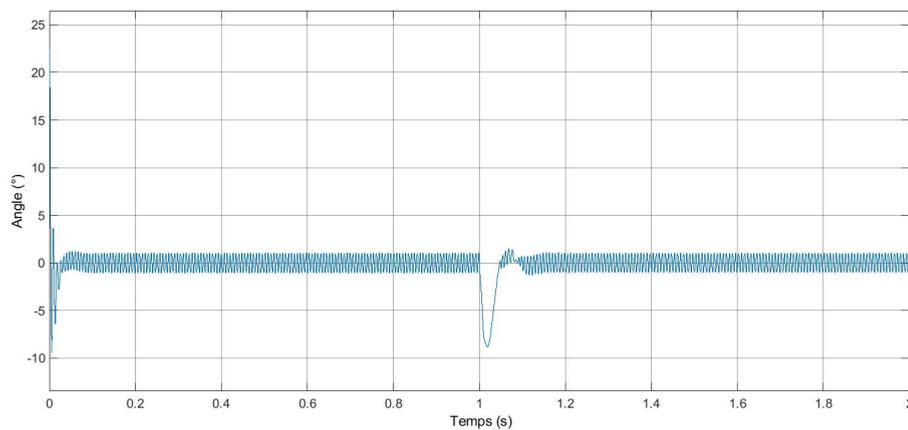


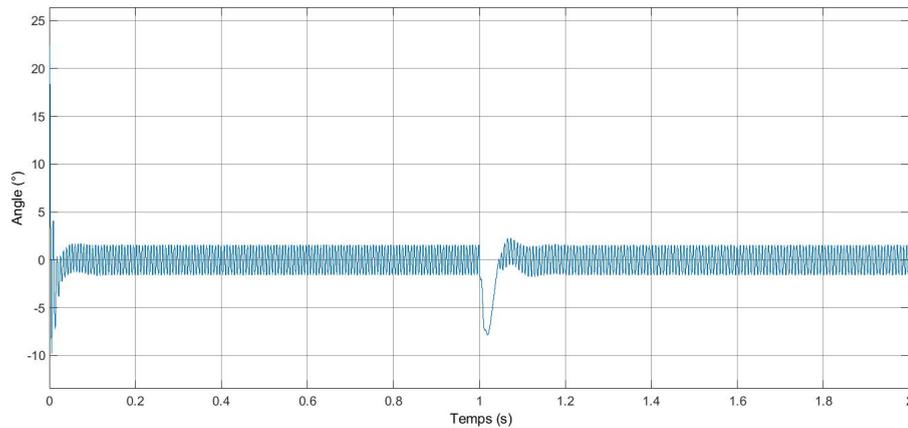
FIGURE IV.16: La réponse de l'angle pour  $qT=0.07$

On remarque que la diminution du  $qT$  minimise le dépassement et l'effet de chatterring ce qui produit une moindre sensibilité aux bruits d'état, d'autre part, l'augmentation de  $qT$  minimise l'influence de la perturbation.

FIGURE IV.17: La réponse de l'angle pour  $qT=0.09$ 

Pour le choix de  $eT$ , les figures IV.18, IV.19 et IV.20 montrent les réponses de l'angle pour  $qT = 0.07$  et des différentes valeurs de  $eT$ .

FIGURE IV.18: La réponse de l'angle pour  $eT=0.0005$ FIGURE IV.19: La réponse de l'angle pour  $eT=0.001$

FIGURE IV.20: La réponse de l'angle pour  $eT=0.0015$ 

On remarque que l'influence de la variation de  $eT$  sur la réponse est la même que celle de la variation de  $qT$ .

Les réponses ont montrées que le meilleur choix des paramètres du régulateur pour avoir la réponse optimale (un minimum effet de chattering et une minimale influence des perturbations) est :  $qT = 0.07$  et  $eT = 0.001$ .

L'insertion des bruits d'état donne la réponse suivante (figure IV.21 ).

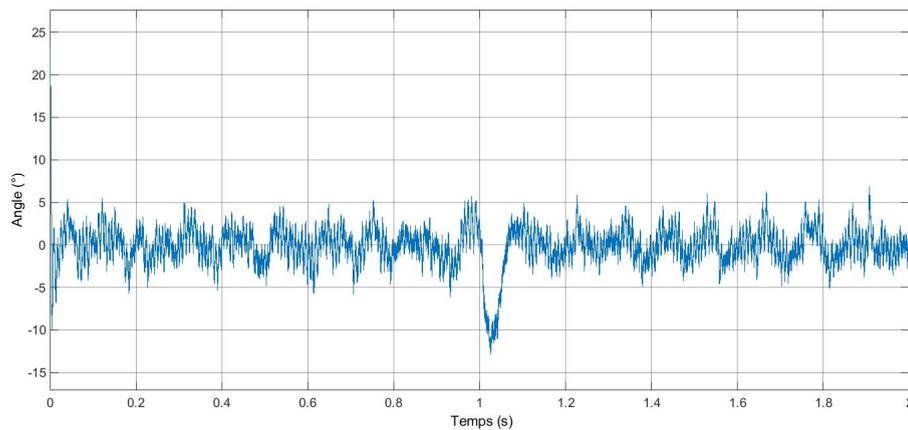


FIGURE IV.21: La réponse de l'angle d'incidence après l'insertion des bruits d'état

L'évolution des tension et celle des courants sont données dans les figures IV.22 et IV.23.

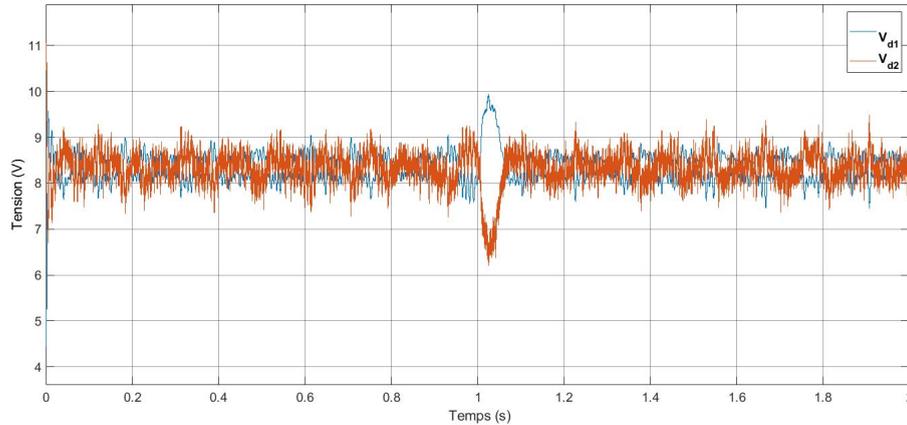


FIGURE IV.22: L'évolution des tensions de sortie

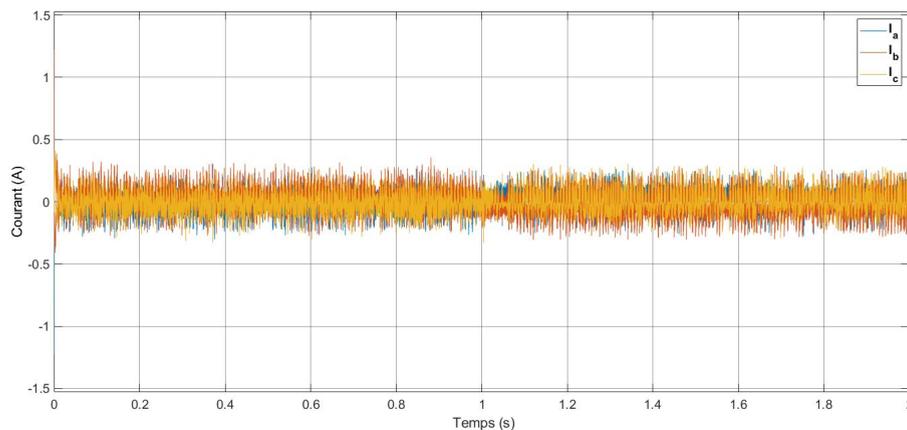


FIGURE IV.23: L'évolution des courants du moteur

On constate la bonne réponse des tensions de sortie et celle des courants du moteur et cela est dû à la bonne réponse de l'angle. Le temps de réponse enregistré par ce régulateur est de 0,003 s, qui est un bon temps de réponse.

### IV.4.3 Tests de performances

Après la synthèse d'un régulateur à mode glissant pour le système, des tests de performances sont réalisés pour bien évaluer les performances de ce régulateur sur le système étudié.

On note que les tests effectués sont les mêmes que ceux effectués pour la commande LQ.

- **Dégradation de l'intensité :** Une dégradation d'intensité due à un angle d'émission de  $20^\circ$  a été ajoutée et la figure IV.24 montrent la réponse de l'angle

et celle des tensions de sortie.

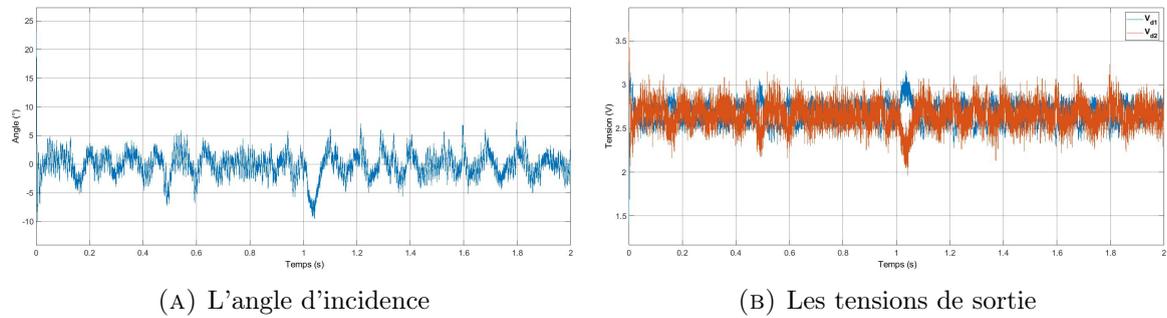


FIGURE IV.24: Les réponses pour un angle d'émission de  $20^\circ$

On remarque une diminution dans les tensions de sortie à cause de la dégradation d'intensité mais la réponse de l'angle reste très bonne.

La deuxième cause de la dégradation d'intensité est l'augmentation de la distance de transmission et la figure IV.25 montre la réponse de l'angle et celle des tensions de sortie pour une distance de transmission de  $3m$ .

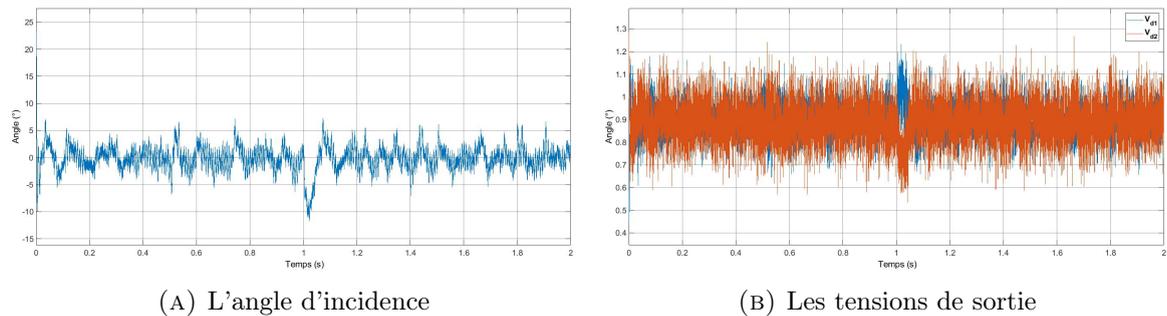
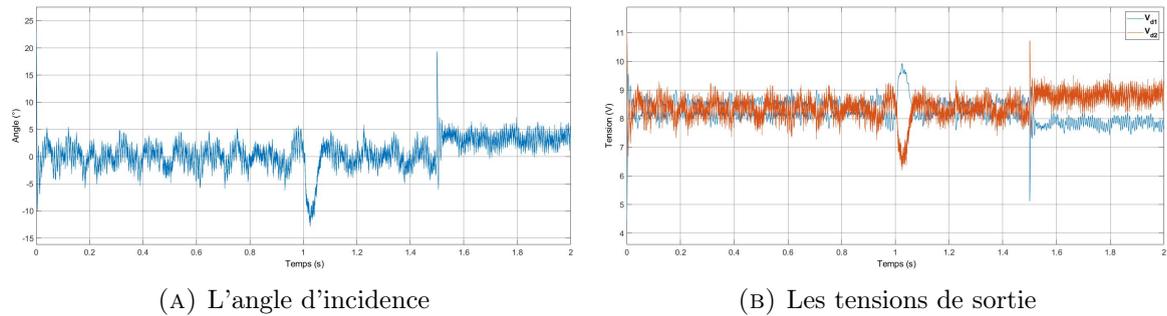


FIGURE IV.25: Les réponses pour une distance de transmission de  $3m$

Comme dans le cas précédent, on remarque une baisse dans les tensions de sortie due à la dégradation d'intensité, mais la réponse de l'angle reste très bonne.

- **Insertion d'une perturbation continue** : La figure IV.26 montre la réponse de l'angle et celle des tensions de sortie suite à une perturbation de  $\frac{\pi}{10}$ .

FIGURE IV.26: Les réponses pour une perturbation de  $\frac{\pi}{10}$ 

On constate une bonne réponse à la perturbation mais l'erreur statique n'est plus nulle (environ  $4^\circ$ ).

- **Choix différent des conditions initiales** : Le test de choix d'une valeur initiale différente entre le système et l'observateur a donné la réponse de l'angle et celle des tensions de sortie montrées dans la figure suivante.

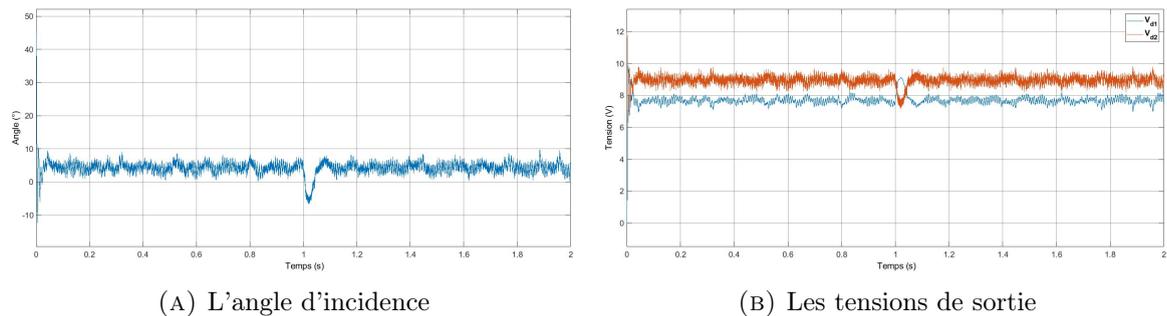


FIGURE IV.27: Les réponses pour un choix différent des conditions initiales entre le système et l'observateur

On remarque l'erreur statique engendrée par cette différence de choix des conditions initiales, cette erreur est de l'ordre de  $5^\circ$  ce qui reste acceptable.

#### IV.4.4 Conclusion

Les tests effectués ont montré les bonnes performances du régulateur à mode glissant et les résultats obtenus sont très satisfaisants avec un très bon temps de réponse, ce qui permet de réaliser une bonne communication tout en minimisant la perte d'informations.

## IV.5 Choix du régulateur

Après avoir étudié la commande LQ et le régulateur à mode glissant et effectué les tests de performances nécessaires, on constate une convergence des performances des deux régulateurs dans le système étudié.

Pour la rapidité, les deux régulateurs ont un temps de réponse inférieur à 0.005s ce qui est très bon.

D'autre part, les deux régulateurs ont enregistré de bonnes performances en termes de rejet des perturbations.

La petite différence réside dans la sensibilité aux bruits d'état, on constate que la commande par mode glissant est plus sensible aux bruits d'état et ceci est dû à l'effet de chattering. La commande choisie est donc la commande LQ.

## IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, la synthèse des deux lois de commande (LQ et SMC) a été réalisée et les tests de performance ont montré une convergence des performances entre ces deux commandes et finalement, la sensibilité aux bruits d'état a favorisé le choix de la commande LQ pour le système.

# Conclusion générale

Les systèmes de communication optique sans fil sous-marins nécessite l'alignement permanent des deux parties communicantes.

Pour assurer cette tâche, nous avons proposé dans ce mémoire une méthode performante approuvée par les résultats obtenus dans les simulations effectuées.

Dans un premier temps, nous avons présenté les caractéristiques d'une communication UWOC et le choix détaillé des composants constituant le système, ce qui nous a permis de faire la modélisation du système.

Dans un second temps, nous avons présenté la modélisation des parties constituant le système et la synthèse de la loi de commande du moteur. Le régulateur choisi pour le moteur est un régulateur PID qui a montré des performances satisfaisantes qui peuvent être améliorées dans de futurs travaux.

Ensuite, nous avons effectué la synthèse de deux observateurs d'états, ces deux observateurs ont montré de bonnes performances et l'observateur à mode glissant a été choisi en raison du temps d'exécution de son algorithme qui est plus rapide que celui de l'algorithme du filtre de Kalman étendu.

Enfin, nous avons procédé à la synthèse du régulateur, deux lois de commande ont été calculées et plusieurs tests de performances ont été effectués et la commande LQ a été préférée à la commande par mode glissant à cause de sa moindre sensibilité aux bruits d'état.

La régulation nous a permis le maintien de l'alignement avec un temps de réponse

inférieure à 5 ms ce qui permet une forte réduction dans la perte d'informations et donc une meilleure communication.

Les résultats obtenus permettent d'envisager les perspectives suivantes.

- Passé de l'étude dans le plan 2D au plan 3D.
- La mise en œuvre pratique pour valider les résultats théoriques.
- L'utilisation de nouvelles lois de commande intelligentes pour la commande du moteur et du système pour obtenir de meilleures performances.

Finalement, ce projet nous a permis d'acquérir de nouvelles connaissances sur la communication UWOC, de développer nos compétences dans la synthèse des observateurs et des régulateurs et d'améliorer nos compétences en programmation sur Matlab et en réalisation de simulations sur Simulink.

# Bibliographie

- [1] NOAA. *How much water is in the ocean?* URL : <https://oceanservice.noaa.gov/facts/oceanwater.html>. (accessed : 20.03.2020).
- [2] WHOI. *Commonwealth Awards \$5 M RD Grant for Center for Marine Robotics*. URL : <https://www.whoi.edu/press-room/news-release/center-for-marine-robotics/>. (accessed : 19.12.2014).
- [3] Zhaoquan ZENG. “A Survey of Underwater Wireless Optical Communication”. Mém. de mast. The university of British Columbia, 2015.
- [4] G. GILBERT, T. STONER et J. JERNIGAN. “Underwater experiments on the polarization, coherence, and scattering properties of pulsed blue-green laser”. In : *Proc. Underwater Photo Optics* (1966).
- [5] S. KARP. “Optical Communications Between Underwater and Above Surface (Satellite) Terminals”. In : *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATION* (1976).
- [6] J. PUSCHELLAND, R. GIANNARIS et L. STOTTS. “The autonomous data optical relay experiment : first two way laser communication between an aircraft and submarin”. In : *Proc. National Telesystems Conference* (1992).
- [7] F. HANSON et S. RADIC. “High bandwidth underwater optical communication”. In : *Applied Optics* (2008).
- [8] H. KAUSHAL et G. KADDOUM. “Underwater Optical Wireless Communication”. In : *IEEE Access* (2016).
- [9] Raymond C. SMITH et Karen S. BAKER. “Optical properties of the clearest natural waters (200-800 nm)”. In : *Applied Optics* (1981).

- [10] D. ANGUITA et al. “Optical Wireless Underwater Communication for AUV : Preliminary Simulation and Experimental Results”. In : *OCEANS 2011 IEEE* (2011).
- [11] C. GABRIEL et al. “Monte-Carlo-Based Channel Characterization for Underwater Optical Communication Systems”. In : *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking* (2013).
- [12] H. BRUNDAGE. “Designing a Wireless Underwater Optical Communication System”. Mém. de mast. Massachusetts Institute of Technology, 2010.
- [13] ENERGIEPLUS. *Moteur à courant continu*. URL : <https://energieplus-lesite.be/techniques/ascenseurs7/moteur-a-courant-continu/>.
- [14] F. A. BARATA, J. C. QUADRADO et J. FERNANDO SILVA. “Brushless DC Motor : Position Linear Control Simulation ”. In : *J. Wseas Transactions on Systems* (2005).
- [15] F. BARONTI et al. “Voice coil actuators : From model and simulation to automotive application ”. In : *Conference : Industrial Electronics* (2009).
- [16] S. WUL et al. “A new rotary voice coil motor suitable for short angular strokes-design, modeling and optimization ”. In : *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics* (2013).
- [17] Pratap Bhanu SOLANKI, Mohammed AL-RUBAIAI et Xiaobo TAN. “Extended Kalman Filter-based Active Alignment Control for LED Optical Communication”. In : *IEEE* (2018).
- [18] M. DONIEC, Mi. ANGERMANN et D. RUS. “An End-to-End Signal Strength Model for Underwater Optical Communications”. In : *IEEE JOURNAL OF OCEANIC ENGINEERING* (2013).
- [19] Ivan MORENO et Ching-Cherng SUN. “Modeling the radiation pattern of LEDs”. In : *Optics Express* (2008).
- [20] Xiaotian L. “Model-based design of brushless dc motor control and motion control modelling for robocup ssl robots”. In : *Vaasan ammattikorkeakoulu*, (2015).

- 
- [21] S. BALDURSSON. “BLDC Motor Modelling and Control – A Matlab®/Simulink® Implementation”. In : *Thèse de master, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY* (2015).
- [22] Uzair ANSARI, Saqib ALAM et Syed Minhaj un NABI JAFRI. “Modeling and Control of Three Phase BLDC Motor using PID with Genetic Algorithm”. In : *UKSim 13th International Conference on Modelling and Simulation* (2011).
- [23] Clifford PONTBRIAND et al. “Diffuse High-Bandwidth Optical Communications”. In : *OCEANS 2008* (2008).
- [24] D DONIEC M.and Rus. “BiDirectional optical communication with AquaOptical IP”. In : *IEEE International Conference on Communication Systems* (2010).
- [25] Davide ANGUITA, Davide BRIZZOLARA et Giancarlo PARODI. “Building an Underwater Wireless Sensor Network based on Optical Communication : Research Challenges and Current Results”. In : *Sensor Technologies and Applications* (2009).
- [26] Davide ANGUITA, Davide BRIZZOLARA et Giancarlo PARODI. “Optical Wireless Communication for Underwater Wireless Sensor Networks : Hardware Modules and Circuits Design and Implementation”. In : *OCEANS 2010* (2010).
- [27] Ian C. RUST et H. Harry ASADA. “A Dual-Use Visible Light Approach to Integrated Communication and Localization of Underwater Robots with Application to NonDestructive Nuclear Reactor Inspection”. In : *IEEE International Conference on Robotics and Automation* (2012).
- [28] Jim A. SIMPSON, Brian L. HUGHES et John F. MUTH. “Smart Transmitters and Receivers for Underwater Free-Space Optical Communication”. In : *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* (2012).
- [29] Boufateh MESSAOUDI. “Utilisation du contrôle directe du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple d’un moteur asynchrone”. Mém. de mast. Université Mohamed Khider de Biskra, 2007.
- [30] Christopher EDWARDS, Sarah K. SPURGEON et Ron J. PATTON. “Sliding mode observers for fault detection and isolation”. In : *Automatica* 36 (2000), p. 541-553.

- 
- [31] Leonid FRIDMAN et al. “Higher-order sliding-mode observer for state estimation and input reconstruction in nonlinear systems”. In : *International Journal of Robust and Nonlinear Control* (2008), p. 399-412.
- [32] I. SALGADO et al. “Generalized Super-Twisting Observer for Nonlinear Systems”. In : *IFAC Proceedings Volumes 44* (2011), p. 14353-14358.
- [33] Karanjit KALSI et al. “Sliding-mode observers for systems with unknown inputs : A high-gain approach”. In : *Automatica* 46 (2010), p. 347-353.
- [34] Mohamed MIHOUB, Ahmed Said NOURI et Ridha Ben ABDENNOUR. “A second order discrete sliding mode observer for the variable structure control of a semi-batch reactor”. In : *Control Engineering Practice* 19 (2011), p. 1216-1222.
- [35] A. J. KOSHKOUEI et A. S. I. ZINOBER. “Sliding mode state observers for discrete-time linear systems”. In : *International Journal of Systems Science* 9 (2002), p. 751-758.
- [36] Daehyun KIM et al. “Second-Order Discrete-Time Sliding Mode Observer for State of Charge Determination Based on a Dynamic Resistance Li-Ion Battery Model”. In : *Energies* (2013).
- [37] Nesrine MONTACER et al. “A Discrete Sliding Mode Observer for Multivariable Systems Using LMI Approach”. In : *2018 15th International Multi-Conference on Systems, Signals Devices (SSD)* (2018).
- [38] Mohammed Abdul Rehan KHAN. “Observer based robust adaptive tracking for uncertain robot manipulators with external force disturbance rejection”. Mém. de mast. King Fahd University of Petroleum Minerals, 2015.
- [39] Edouard LAROCHE. “Commande Optimale”. Mém. de mast. Ecole Nationale Supérieure de Physique de Strasbourg, 2010.
- [40] Weibing GAO, Yufu WANG et Homaifa A. “Discrete-time variable structure control systems”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (1995).