



HAL
open science

Transmissions numériques sans-fil pour la surveillance environnementale en milieu sous-marin

Thierry Deschamps de Paillette

► **To cite this version:**

Thierry Deschamps de Paillette. Transmissions numériques sans-fil pour la surveillance environnementale en milieu sous-marin. Optique / photonique. Université de La Rochelle, 2020. Français. NNT : 2020LAROS023 . tel-03349746

HAL Id: tel-03349746

<https://theses.hal.science/tel-03349746>

Submitted on 20 Sep 2021

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

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



UNIVERSITÉ DE LA ROCHELLE

ÉCOLE DOCTORALE EUCLIDE



Laboratoire L3I

THÈSE

Réalisée et présentée par :

Thierry DESCHAMPS de PAILLETTE

Soutenue le 22/10/2020 à L'Institut Océanographique de Monaco

pour l'obtention du grade de : **Docteur de l'Université de La Rochelle**

Discipline : **Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes**

Transmissions numériques sans-fil pour la surveillance environnementale en milieu sous-marin.

Président	Philippe BENECH	Professeur, Université de Grenoble
Direction	Alain GAUGUE	Professeur, Université de La Rochelle
Rapporteurs	Cyril DECROZE Bernard UGUEN	Professeur, Université de Limoges Professeur, Université de Rennes 1
Examineurs	Raphaël CANALS Jacques VERDIER	Maître de conférences, Université d'Orléans Maître de conférences, INSA Lyon
Invité	Claude BERGMANN	Ancien Professeur à l'Université de Nantes, Inspecteur Général de l'Éducation Nationale

Résumé

Transmissions numériques sans-fil pour la surveillance environnementale en milieu sous-marin.

Résumé :

La surveillance de l'environnement sous-marin nécessite le déploiement de capteurs et d'infrastructures dédiées dont le coût et l'impact sur la faune et la flore doivent être réduits. L'application cible vise des zones géographiques inférieures à 1km² dans lesquelles les transmissions de flux vidéo et de mesures, prélevés par des capteurs immergés, doivent être réalisées sans-fil sur des distances supérieures à 10m avec un débit minimum de 80kbps pour des puissances d'émission d'une dizaine de Watts. Une étude comparative des méthodes de communication acoustiques, optiques et électromagnétiques en eau de mer est présentée. Cette analyse est introduite en définissant un ensemble de critères de performances destinés à évaluer et sélectionner la technique la mieux adaptée aux besoins applicatifs. Les méthodes électromagnétiques, dont les coûts de déploiements et l'impact environnemental sont minimaux, présentent toutefois des limitations de portée pour le débit de données souhaité. La suite de cette thèse présente les travaux de recherche qui ont été menés pour lever ces verrous technologiques. Un premier modèle simplifié de propagation des champs électromagnétiques en milieu subaquatique a été développé pour différencier les modes de propagation favorisant les pertes par conduction de celles engendrées par les propriétés diélectriques de l'eau de mer. Des prototypes d'antennes ont été développés pour tenter d'exciter le milieu en favorisant l'un ou l'autre mode. Finalement, l'étude détaillée d'un modèle de couplage magnéto-inductif a permis de réaliser et d'évaluer les performances d'une telle liaison en utilisant des techniques originales d'élargissement de bande passante qui ont été implémentées avec succès dans un prototype de MODEM sous-marin.

Mots clés : Transmissions, Télémétrie, Sous-Marin, Sans-fil, Capteurs, Surveillance, Environnement, Électromagnétique, Magneto-Induction

Underwater wireless data transmission for environmental monitoring.

Summary:

Monitoring the underwater environment requires the deployment of dedicated sensors and infrastructure whose cost and impact on flora and fauna must be reduced. The target application aims geographic areas of less than 1km² in which transmissions of video streams and measurements, taken by submerged sensors, must be carried out wirelessly over distances greater than 10m with a minimum bit rate of 80kbps for powers of emission around a dozen of Watts. A comparative study of acoustic, optical and electromagnetic communication methods in seawater is presented. This analysis is introduced by defining a set of performance criteria intended to assess and select the technique best suited to application needs. The electromagnetic methods, whose deployment costs and environmental impact are minimal, however presents limitations of ranges for the desired data rate. The remainder of this thesis presents the research work that has been carried out to remove these technological obstacles. A first simplified model of propagation of electromagnetic fields in an underwater environment has been developed to differentiate the propagation modes favouring conduction losses from those caused by the dielectric properties of sea water. Prototype antennas have been developed to try to excite the medium by favouring one or the other mode. Finally, the detailed study of a magneto-inductive coupling model made it possible to carry out and evaluate the performance of such a link using original bandwidth widening techniques which were implemented successfully in an underwater MODEM prototype.

Keywords: Transmissions, Telemetry, Underwater, Wireless, Sensors, Monitoring, Environment, Electromagnetic, Magneto-Induction

Laboratoire Informatique, Image et Interactions



Faculté des Sciences et Technologies

Avenue Michel Crépeau

17042 La Rochelle Cedex 1 - France

*A mes filles chéries,
Lisa et Apolline.*

Remerciements

Ce travail de thèse est d'abord une initiative d'enrichissement personnel, indépendant de la chaire supérieure d'enseignement en classe préparatoire aux grandes écoles que j'occupe. Un tel travail n'aurait jamais été possible si je n'avais, en Juin 2014, eu le plaisir d'échanger avec le Professeur des Universités Alain Gaugue qui a fait preuve d'une ouverture d'esprit exceptionnelle lorsque je lui ai présenté mon projet. Alain m'a rapidement présenté l'Université de La Rochelle et son laboratoire de tutelle, le L3i. Je remercie chaleureusement Alain pour toute son aide, ses conseils avisés, son expertise, sa disponibilité et sa bienveillance qui m'ont permis de soutenir et de structurer ma démarche scientifique.

Je remercie Philippe Benech, professeur à l'université de Grenoble et chercheur au G2ELab qui m'a fait l'honneur d'être le président du Jury de cette thèse.

Je remercie très vivement les rapporteurs de ce travail, Cyril Decroze, professeur à l'université de Limoges responsable d'une équipe de recherche au XLIM ainsi que Bernard Uguen, professeur à l'université de Rennes I et chercheur à l'IETR, qui avec une grande réactivité ont accepté d'étudier ce manuscrit en parallèle de leur charge de travail.

Je remercie également mes examinateurs Raphaël Canals, enseignant-chercheur à l'université d'Orléans au sein du laboratoire PRISME, et Jacques Verdier, enseignant chercheur à l'INSA de Lyon exerçant au sein du laboratoire Ampères, qui ont accepté d'évaluer ce travail et de l'intérêt qu'ils y ont porté.

Je remercie Claude Bergmann, ancien professeur à l'université de Nantes et inspecteur général de l'éducation nationale, membre invité, avec qui j'ai eu le plaisir et l'honneur de travailler à l'occasion des Jury des concours de recrutement de l'agrégation d'ingénierie électrique de l'éducation nationale et qui est pour moi une référence scientifique.

Après avoir soumis et expliqué mon projet de thèse au comité scientifique du L3i pour être validé, j'ai pu m'inscrire à l'école doctorale Euclide de l'Université de La Rochelle pour y débiter ce travail de recherche. J'ai donc été accueilli dès septembre 2014 au sein des locaux de l'IUT télécommunications et réseaux de l'Université de La Rochelle pour y débiter ce travail. Je remercie donc l'ensemble des personnels du L3i que j'ai pu rencontrer et qui m'ont toujours témoigné leur sympathie et leur disponibilité.

Je remercie M. Etienne Migot, technicien de l'IUT, qui a longuement travaillé sur la mise au point d'un premier prototype de MODEM.

Je remercie vivement mes proches, ma famille et mes amis pour leur soutien indéfectible.

Enfin, je tiens tout particulièrement à remercier l'institut Océanographique de Monaco qui a manifesté un intérêt particulier pour mes travaux et me permet de soutenir cette thèse dans la salle d'honneur du prestigieux musée océanographique, mis gracieusement à ma disposition pour cette occasion. Je remercie toute l'équipe de direction et technique de l'institut océanographique ainsi que mon ami Gilles Pouget et ses collaborateurs, qui m'ont aidé à préparer la soutenance de cette thèse.

Table des matières

PREAMBULE	13
1 INTRODUCTION	15
1.1 TRANSMISSION DE DONNEES EN MILIEU SOUS-MARIN	15
1.2 CONTEXTE ET OBJECTIFS.....	20
1.3 ORGANISATION DU MANUSCRIT.....	22
2 COMMUNICATIONS SANS-FIL EN MILIEU SOUS-MARIN	25
2.1 INTRODUCTION	25
2.2 CRITERES DE CHOIX ET D'ÉVALUATION.....	26
2.2.1 <i>Formalisme et caractérisation des critères de performance</i>	26
2.2.2 <i>Distance de transmission maximale</i>	28
2.2.3 <i>Débit binaire et critères associés</i>	28
2.2.4 <i>Efficacité de déploiement</i>	29
2.2.5 <i>Compatibilité environnementale</i>	32
2.3 METHODES ACOUSTIQUES.....	35
2.3.1 <i>Introduction</i>	35
2.3.2 <i>Principes physiques et propagation d'une onde acoustique en milieu sous-marin</i>	35
2.3.2.1 Propagation de l'onde acoustique	36
2.3.2.2 Comportement du canal de transmission acoustique	38
2.3.2.2.1 Atténuation dans le canal de transmission acoustique	38
2.3.2.2.2 Autres phénomènes	39
2.3.2.3 Bruits dans le canal de transmission acoustique	40
2.3.3 <i>Principes des systèmes de communications acoustiques sous-marins</i>	41
2.3.3.1 Transducteurs acoustiques	41
2.3.3.2 Techniques et intégration des systèmes de transmissions acoustiques	43
2.3.3.3 Méthodes de modulation optimales.....	43
2.3.3.4 Performances des transmissions acoustiques sous-marines	44
2.4 METHODES OPTIQUES	47
2.4.1 <i>Introduction</i>	47
2.4.2 <i>Principe physique et propagation d'une onde lumineuse en milieu sous-marin</i>	47
2.4.2.1 Propagation des ondes lumineuses	47
2.4.2.2 Comportement du canal de transmission optique	49
2.4.2.2.1 Atténuation dans le canal de transmission optique	49
2.4.2.2.2 Autres phénomènes	50
2.4.2.3 Bruits dans le canal de transmission optique	51
2.4.3 <i>Principes des systèmes de communications optiques</i>	52
2.4.3.1 Transducteurs optiques	52
2.4.3.2 Techniques et intégration des systèmes de transmissions optiques.....	53
2.4.3.3 Méthodes de modulation optimales.....	54
2.4.3.4 Performances des transmissions optiques sous-marines	54
2.5 METHODES ELECTROMAGNETIQUES	57
2.5.1 <i>Introduction</i>	57
2.5.2 <i>Principes physiques et propagation des champs électriques et magnétiques</i>	58
2.5.2.1 Propagation du champ électromagnétique	58
2.5.2.1.1 Propagation du champ électromagnétique en zone de champs proches (MI).....	58
2.5.2.1.2 Propagation du champ électromagnétique en zone de champs lointains	59
2.5.2.2 Comportement du canal de transmission des ondes électromagnétiques en milieu sous-marin.....	60
2.5.2.2.1 Atténuation dans le canal de transmission magnéto-inductif.....	60
2.5.2.2.2 Atténuation dans le canal de transmission EM en champs lointains	61
2.5.2.2.3 Autres phénomènes	63
2.5.2.3 Bruits dans le canal de transmission électromagnétique	64
2.5.3 <i>Principes des systèmes de communications électromagnétiques en milieu sous-marin</i>	65
2.5.3.1 Antennes	65
2.5.3.2 Techniques et intégration des systèmes de transmissions électromagnétiques.....	68
2.5.3.3 Méthodes de modulation optimales.....	68

2.5.3.4	Performances des transmissions électromagnétiques sous-marines	69
2.6	COMPARAISON ET CHOIX DE METHODES DE TRANSMISSIONS	72
2.6.1	<i>Synthèse générale des contraintes et des objectifs</i>	72
2.6.2	<i>Comparaison des méthodes de transmission</i>	73
2.6.3	<i>Analyse des résultats et choix d'une méthode</i>	76
2.7	CONCLUSION	76
3	SYSTEMES DE TRANSMISSIONS NUMERIQUES RADIOELECTRIQUES	79
3.1	INTRODUCTION	79
3.2	PROPAGATION DU CHAMP ELECTROMAGNETIQUE EN MILIEU SOUS-MARIN	80
3.2.1	<i>Équations de Maxwell en milieu sous-marin</i>	80
3.2.2	<i>Caractérisation des grandeurs constitutives du milieu</i>	81
3.2.2.1	Caractérisation de la conductivité	81
3.2.2.2	Caractérisation de la permittivité électrique	84
3.2.2.3	Caractérisation de la perméabilité magnétique.....	86
3.2.3	<i>Propagation du champ électromagnétique</i>	86
3.2.3.1	Courants induits et définition de la permittivité équivalente.....	86
3.2.3.2	Équations de propagation.....	88
3.2.3.3	Caractérisation des ondes électromagnétiques en champs lointains.....	89
3.2.3.3.1	Conditions de validité des équations en champs lointains.....	89
3.2.3.3.2	Expression des ondes en champs lointain	90
3.2.3.4	Étude du paramètre de propagation	92
3.2.3.4.1	Atténuation linéique.....	92
3.2.3.4.2	Analyse de la longueur d'onde	96
3.2.3.5	Influence de la température et de salinité.....	99
3.2.3.5.1	Sur l'atténuation	99
3.2.3.5.2	Sur la longueur d'onde	100
3.2.3.6	Évaluation des pertes associées aux modes de propagation.....	102
3.2.3.6.1	Expression de la puissance perdue par l'onde électromagnétique	102
3.2.3.6.2	Répartition des pertes entre les modes de propagation	103
3.2.4	<i>Conclusions de l'étude de propagation</i>	105
3.3	ANTENNES POUR MODE DE PROPAGATION DE TYPE DIELECTRIQUE	107
3.3.1	<i>État de l'art</i>	107
3.3.2	<i>Conception d'une antenne à saut de permittivité complexe</i>	110
3.3.2.1	Choix de la fréquence	111
3.3.2.2	Structure et dimensionnement.....	112
3.3.3	<i>Simulation de l'antenne à saut de permittivité complexe</i>	115
3.3.3.1	Justification de la simulation et choix du logiciel.....	115
3.3.3.2	Modèle de simulation	116
3.3.3.3	Résultats de la simulation	118
3.3.4	<i>Réalisation et mesure des caractéristiques de l'antenne</i>	120
3.3.4.1	Réalisation de l'antenne à 6,78MHz	120
3.3.4.2	Mesures des caractéristiques de l'antenne	121
3.3.4.2.1	Mesures des caractéristiques de l'antenne dans l'air.....	121
3.3.4.2.2	Mesures des caractéristiques de l'antenne dans l'eau de mer	122
3.3.4.3	Analyse et critique des résultats de mesure	123
3.4	ANTENNES POUR MODE DE PROPAGATION DE TYPE CONDUCTION	124
3.4.1	<i>État de l'art</i>	124
3.4.2	<i>Conception d'une antenne boucle</i>	128
3.4.2.1	Choix de la fréquence	128
3.4.2.2	Structure et dimensionnement.....	128
3.4.3	<i>Simulation de l'antenne boucle</i>	129
3.4.3.1	Modèle de simulation	129
3.4.3.2	Simulation	130
3.4.4	<i>Réalisation et mesure des caractéristiques de l'antenne</i>	133
3.4.4.1	Réalisation de l'antenne boucle 400kHz	133
3.4.4.2	Mesures des caractéristiques de l'antenne	136
3.4.4.2.1	Mesures des caractéristiques de l'antenne dans l'air.....	136
3.4.4.2.2	Mesures des caractéristiques de l'antenne dans l'eau de mer	137

3.4.5	<i>Expérimentation d'un système de transmission à 400kHz</i>	137
3.4.5.1	Essais préliminaires sur site	138
3.4.5.1.1	Mesure des niveaux de bruits	138
3.4.5.1.2	Essais de transmission sur site	138
3.4.5.2	MODEM sous-marin pour les essais de la bande 400kHz	140
3.4.5.3	Essais du système de transmission à 400kHz	141
3.5	CONCLUSION	143
4	SYSTEMES DE TRANSMISSIONS NUMERIQUES MAGNETO-INDUCTIFS	145
4.1	INTRODUCTION	145
4.2	MODELISATION D'UN COUPLAGE MAGNETO-INDUCTIF	148
4.2.1	<i>Principe du couplage magnéto-inductif</i>	148
4.2.2	<i>Modèle équivalent du transformateur à fortes pertes de couplage</i>	149
4.2.2.1	Principe	149
4.2.2.2	Estimation du coefficient d'inductance mutuelle M	149
4.2.2.3	Estimation des impédances du modèle de transformateur équivalent	153
4.2.2.3.1	Inductances équivalentes des enroulements	153
4.2.2.3.2	Résistances équivalentes	153
4.2.3	<i>Recherche d'un point de fonctionnement optimal</i>	157
4.2.3.1	Évaluation des fréquences de résonance et adaptation d'impédance	158
4.2.3.2	Condition de gain maximum	158
4.2.3.3	Compromis entre nombre de spires et puissances	159
4.2.3.4	Estimation de la bande passante disponible	163
4.2.4	<i>Conclusions de l'étude théorique</i>	164
4.3	SYSTEME DE TRANSMISSION MI, MOYENNE PORTEE ET LARGE BANDE	166
4.3.1	<i>Conception des antennes</i>	166
4.3.2	<i>Techniques d'adaptations actives à large bande</i>	171
4.3.2.1	Élargissement de la bande passante du circuit émetteur	171
4.3.2.1.1	Principes de fonctionnement	171
4.3.2.1.2	Choix et caractérisation d'un modèle	172
4.3.2.1.3	Dimensionnement	176
4.3.2.2	Élargissement de la bande passante du circuit récepteur	179
4.3.2.2.1	Principes de fonctionnement	179
4.3.2.2.2	Caractérisation d'un modèle de compensation	182
4.3.2.2.3	Dimensionnement	184
4.3.2.3	Simulation de la liaison MI large bande	187
4.3.3	<i>Réalisation d'un MODEM magnéto-inductif à haut débit</i>	198
4.3.3.1	Fonctionnalités et architecture système	198
4.3.3.2	Paramètres de modulation OFDM	201
4.3.4	<i>Essais et mesures</i>	204
4.3.4.1	Configuration expérimentale	204
4.3.4.2	Analyse des résultats	206
4.4	CONCLUSION	209
5	CONCLUSION ET PERSPECTIVES	211
	PUBLICATIONS	217
	RÉFÉRENCES	219
	ANNEXES	233

Préambule

Dans la nature, la communication est à la fois inhérente et nécessaire à la vie. Le mécanisme d'évolution décrit par Charles Darwin en 1859¹, a permis, par le processus continu de sélection naturelle, de pourvoir le monde animal de moyens de communications aussi variés qu'efficaces. Pour les animaux, cette efficacité se rapporte essentiellement à un mode d'échange entre individus permettant de satisfaire des besoins vitaux tels que localiser de la nourriture, avertir d'un danger, se regrouper, s'orienter, s'accoupler ou marquer un territoire. Les supports physiques de ces échanges ont pour point commun d'utiliser une propriété intrinsèque du milieu avec lequel certains organes biologiques peuvent interagir. Ainsi, le son, les champs électriques, le mouvement, les flux calorifiques ou encore les odeurs sont autant de supports que les animaux utilisent pour transporter des informations utiles. Les progrès de la technologie et en particulier de l'électronique appliquée à la télémétrie ont permis, dans la deuxième moitié du vingtième siècle, de mieux comprendre le comportement des animaux. Il a alors été montré que certains modes de communication entre animaux présentent des propriétés remarquables. C'est par exemple dans les profondeurs des océans que les records de distances sont atteints, ainsi, à titre d'exemple, Roger Payne et Douglas Webb [1] ont estimé que des sons contenant des informations de signalisation de présence, produits par certaines espèces de baleines, pouvaient parcourir des distances de plusieurs milliers de kilomètres. De tels signaux sonores ayant une fréquence centrale de l'ordre d'une vingtaine de Hertz pourraient donc potentiellement transiter d'un pôle à l'autre. Malheureusement, Payne et Webb conclurent que de telles distances de transmissions sont aujourd'hui irréalistes en raison des multiples interférences sonores produites par les activités humaines [2] tels que les bruits engendrés par les hélices et moteurs des navires, les sonars et autres dispositifs de localisation, les plateformes de forages, etc. Pour les mammifères marins, les moyens de communications répertoriés [3], montrent que toutes les propriétés de l'eau, parfois aussi subtiles que les bulles, sont autant de vecteurs de communications avantageusement utilisés par la nature.

Pour les humains, les cinq sens ont permis d'échanger des informations par héritage des premiers hominidés. C'est la configuration particulière de l'appareil phonatoire qui fut exploitée avec l'apparition des protolangages au cours de l'évolution de l'Homo-erectus [4] qui donna à l'être humain un outil déterminant de développement en rendant possible la formulation et le partage efficace des connaissances acquises par un individu à ses semblables. Avec l'émergence des premières civilisations, Homo-sapiens n'a cessé de produire des outils destinés à améliorer les performances de ses moyens de communication. Des instruments ou des moyens, tels que les cors ou les signaux de fumée, accompagnés de règles de codage de ces échanges, se sont développés au cours des siècles. Avec la maîtrise de l'électricité, suivie de l'invention du télégraphe, les transferts d'informations sont devenus rapides, fréquents et ont permis

¹ "The origin of species, by means of natural selections", Charles Darwin, Londres, 1859.

l'interconnexion des territoires. Dès le début du XX^{ème} siècle, les télécommunications accompagnent des perspectives de croissance économiques qui conduisent à l'intensification de travaux de recherche, de développement et de déploiement d'infrastructures qui engagent des investissements considérables. C'est avec les progrès de l'électronique et l'invention du processeur, implémenté pour la première fois en 1971, dans un unique circuit électronique par Intel, que ces efforts se sont renouvelés, accélérés et mondialisés avec l'émergence de l'Internet et de la téléphonie mobile. Les évolutions fulgurantes des technologies du transport et du traitement de l'information, complémentaires, sont à l'origine de la « *révolution numérique* ». Les réseaux et infrastructures de télécommunications permettent désormais de faire transiter et converger en temps réel des flux colossaux d'informations de nature hétérogène en tout point du globe. Depuis sa création, il y a maintenant près de cinquante ans, Internet supporte l'essentiel des transferts d'informations qui caractérisent notre civilisation. Les données qu'il transporte, initialement produites et introduites sur ce réseau par des humains, ont progressivement laissé une place, aujourd'hui non négligeable, à des contenus engendrés automatiquement par des machines et des capteurs. Cette nouvelle étape qui a débuté dans les années 2000 avec l'arrivée massive des objets connectés (IoT)² a permis non seulement d'accéder à de nouvelles informations de télémétrie, mais également d'interagir à distance avec des installations [5][6].

Ces efforts ont conduit à déployer sur terre des réseaux de capteurs et infrastructures communicantes, permettant de mesurer et évaluer les grandeurs physiques, flux matériels et énergétiques représentatifs de l'activité industrielle, économique et environnementale de notre civilisation. Les océans qui recouvrent environ 70% de la surface du globe, contribuent, au travers de leurs ressources et interactions avec l'atmosphère, aux conditions de vie sur terre. Ils représentent donc un enjeu économique et environnemental majeur qu'il s'agit de mieux appréhender, connaître et comprendre pour fournir aux différents acteurs sociaux-économiques des éléments de décisions et d'actions. C'est dans ce contexte que nous nous sommes intéressés aux systèmes de communication sous-marine sans-fil pour la surveillance de l'environnement.

² IoT : de l'Anglais "Internet of Things" qui traduit en Français signifie "Internet des objets »

1 Introduction

« L'économie de la transmission sans-fil est d'une importance suprême pour l'humanité. »

Nikola Tesla

1.1 Transmission de données en milieu sous-marin

Les sites subaquatiques sont généralement difficilement accessibles et imposent des contraintes logistiques importantes et variées, incluant le coût, les conditions météorologiques ou encore les compétences particulières des intervenants. Ainsi, les infrastructures ou matériels destinés à y évoluer doivent satisfaire à de nombreuses exigences originales relatives aux propriétés physiques du milieu aquatique lui-même, mais également aux difficultés de transport, de visite ou de maintenance. Afin de limiter ces contraintes, certaines interactions avec ces installations sous-marines peuvent être réalisées à distance. Dès lors, il s'agit d'échanger des informations avec des systèmes de mesures, de contrôle ou de commande qui doivent être rendus capables de communiquer dans cet environnement. Les transmissions de données en milieu sous-marin sont utilisées dans d'innombrables applications nécessitant le transfert d'informations avec des systèmes ou des personnes qui évoluent sous la surface d'étendues d'eaux naturelles ou artificielles.

L'environnement sous-marin est un composé chimique complexe, comportant plus de 80 éléments variablement dissous et répartis dans l'eau de mer. Il présente donc de nombreuses propriétés physico-chimiques, difficilement mesurables en raison de son inhomogénéité aux échelles microscopiques comme macroscopiques. Ces caractéristiques compliquent considérablement la mise en œuvre de transmission de données dans ce milieu. Il est donc nécessaire de procéder à une étude approfondie de ces caractéristiques pour identifier le meilleur moyen d'établir une communication pour une application donnée. De manière générale, en milieu subaquatique, il existe deux grandes familles de méthodes de communication. La première consiste à utiliser un guide d'onde de nature exogène au milieu permettant de faciliter la propagation de la grandeur physique modulée par l'information utile. Cette première catégorie nécessite donc le déploiement d'une structure reliant physiquement les sources aux destinataires, ce qui implique un espace dégagé, suffisant et sécurisé pour positionner la liaison matérielle. Ces techniques, dites « *filaires* » sont utilisées le plus souvent pour réaliser des communications sur de grandes distances ou avec des contraintes de débits élevées. A titre d'exemple, les fibres optiques utilisées pour les connexions Internet intercontinentales (cf. figure 1.1(a)) ou les liaisons avec des drones d'exploration (cf. figure 1.1(b)) font partie de cette catégorie. Les coûts d'installation, de maintenance et d'exploitation de ces infrastructures ainsi que les précautions nécessaires à leur mise en œuvre limitent leur utilisation à des applications encadrées par des moyens techniques, humains et matériels importants.



Figure 1-1. Liaisons filaires sous-marines : Câble sous-marin de télécommunication à fibres optiques (a), Drone sous-marin filoguidé (HROV - IFREMER) (b)

La seconde famille de méthodes de communications sous-marine, appelées « *non-filaires* » ou plus simplement sans « *sans-fil* », vise à diminuer ces exigences d'installation et de déploiement. Ces techniques utilisent les propriétés physico-chimiques intrinsèques du milieu aquatique pour supporter la transmission des signaux informatiques. L'économie d'une liaison physique dédiée permet de réduire considérablement les contraintes d'aménagement ou de dégagement des sites séparant les sources des destinataires. Malheureusement, quelle que soit la grandeur physique choisie pour porter l'information, il est difficile de concentrer l'énergie des signaux utiles qui se propagent dans ce milieu en raison de son caractère dissipatif et des phénomènes de diffusion, de réflexion ou de réfraction qui s'y produisent. La conséquence générale de ce premier constat est que ces méthodes de transmissions de données ont une portée plus limitée, à qualité de service attendu et puissance d'émission équivalente aux techniques de la première catégorie. Ces techniques sont donc souvent réservées à des applications impliquant de courtes ou moyennes distances, où au minimum l'une des sources ou l'un des destinataires est isolé ou embarqué dans un système énergétiquement autonome et dont la qualité ou l'intégrité des transmissions peuvent être temporairement dégradées. Cependant, cette dégradation de l'information peut être partiellement compensée par le choix approprié de méthodes de modulation, de codage ou de gestion des connexions. Les systèmes de communications sans-fil sous-marins induisent donc le déploiement d'infrastructures nécessitant des aménagements de site moins complexes que les méthodes filaires. La contrepartie de cette simplification se caractérise par l'apparition de contraintes fonctionnelles supplémentaires sur les architectures des dispositifs de transmissions.

La communication sans-fil subaquatique utilise généralement des grandeurs physiques qui supportent une modulation dont la forme d'onde puisse s'étaler sur un spectre fréquentiel suffisamment large pour contenir l'information utile. Cette condition interdit alors l'utilisation de techniques de diffusion de mélanges gazeux ou liquides dans l'eau dont les temps de relaxation caractéristiques sont trop élevés et disposent d'un potentiel de modulation insuffisant. Parmi les grandeurs physiques exploitables, on trouve la lumière pour des longueurs d'ondes inférieures au micromètre (Infrarouge lointain), les ondes acoustiques, les champs magnétiques et électriques dont le couplage des composantes ondulatoires est influencé par le

milieu aquatique en raison de ses propriétés physico-chimiques. L'étude et le choix du support physique sont essentiellement guidés par les besoins fonctionnels de l'application.

La surveillance de l'environnement sous-marin est un sujet extrêmement vaste dont les spécifications sont relatives au cadre applicatif envisagé. Dans une application automatisée de surveillance de site, il est nécessaire de déployer un réseau de capteurs sur un site sous-marin en vue de collecter des données significatives. Souvent l'exploitation de ces mesures sera faite en surface ou sur terre, ce qui implique que ce dispositif puisse être enrichi de systèmes d'extension susceptibles de retransmettre les données en air libre. Une telle architecture implique donc des organes de transmissions hétérogènes. Ainsi, la mise en œuvre de dispositifs de télémétrie sous-marins sans-fil fait intervenir structurellement des appareils qui intègrent des fonctionnalités variées et complémentaires. Ainsi, ces systèmes, qui doivent être déployés en milieu naturel, doivent répondre à de nombreuses exigences :

- *la robustesse mécanique.* Les appareils immergés sont soumis d'une part à des contraintes mécaniques importantes imposées par les efforts exercés par la pression de l'eau sur les surfaces des parois de leurs enveloppes, mais également à des exigences d'étanchéité nécessaires à la protection des systèmes électriques embarqués. La pression varie avec la profondeur mais aussi avec les effets des courants au voisinage des dispositifs. S'ajoutent à ces efforts mécaniques intrinsèques au milieu aquatique naturel les actions liées aux activités de la faune et de la flore dont elle est le siège et qui souvent adhèrent, heurtent ou se développent sur les surfaces exposées. Ainsi, les chocs, mouvements ou vibrations qui s'exercent sur les systèmes immergés imposent des contraintes importantes de fixation, de maintien et de protection de leurs éléments constitutifs. En particulier, les organes en contact ou en interaction direct avec le milieu subaquatique, tels que les transducteurs, doivent faire l'objet d'une étude et d'un dimensionnement soigné pour résister à ces efforts tout en préservant au mieux leurs performances fonctionnelles nominales. La composition chimique du milieu, la faune et la flore qui y évoluent, constituent des sources d'agression physique des enveloppes dont les matériaux devront être judicieusement choisis pour résister à une exposition prolongée.
- *la consommation d'énergie.* La cohérence de la démarche de mise en œuvre d'une communication sans-fil, consommatrice d'énergie, implique également, au moins pour l'un des terminaux, souvent isolé, de limiter toute liaison filaire avec des systèmes extérieurs. Cette contrainte s'applique en particulier pour les fonctions annexes d'alimentation. Par conséquent, il est souvent nécessaire de rendre le système autonome énergétiquement. Cette autonomie relative engendre de fortes contraintes de consommation sur les systèmes embarqués qui ont pour objectif de limiter les actions de maintenance. Les conditions d'exploitation interviennent alors massivement dans le dimensionnement du système d'alimentation mais également sur la limitation des puissances mises en jeu dans les opérations de communication et de traitement. L'alimentation électrique du système doit donc être assurée par un dispositif capable de fournir suffisamment d'énergie lors d'une transmission. Cette énergie peut être fournie par des batteries ou par un système de collecte annexe pouvant éventuellement

l'extraire, après conversion, d'une énergie issue du milieu (énergie cinétique par prélèvement de courant d'eaux, énergie chimique extraite par oxydoréduction...). Dans le cadre de cette étude, l'énergie sera fournie par des batteries rechargeables. Par ailleurs, les systèmes d'alimentation modernes intègrent souvent des régulateurs à découpage qui sont sources de bruits et peuvent perturber les systèmes de transmissions. Plus les quantités d'énergies mises en jeu lors des phases de transmissions sont importantes, plus les perturbations engendrées par les circuits d'alimentation sont potentiellement importantes. Ceci impose de prendre des précautions particulières d'isolement, de choix de fréquence de commutation et plus généralement de compatibilité électromagnétique.

- *le débit.* Les informations échangées peuvent être de nature hétérogène, certaines relatives à des opérations de contrôle ou de commande des dispositifs, mais elles sont, pour l'essentiel, de nature télémétrique issues de capteurs variés. La quantité d'informations à transmettre par unité de temps détermine le débit numérique qui s'exprime en bits par seconde. Parmi les informations les plus volumineuses, on trouve les images, qui même lorsqu'elles sont compressées, sont encodées dans des messages de tailles importantes pour être transmises. Ce volume dépend de leur quantité et de leur définition. La qualité d'image souhaitée dépend essentiellement de l'utilisation finale de ces données. Leur transfert peut donc exiger des débits binaires élevés dans les applications de surveillance subaquatique en temps réel qui sont aujourd'hui majoritairement réalisées avec des liaisons filaires. La qualité des flux vidéo à transmettre et leur débit, mesuré en nombre d'images par seconde (fps^3), influent considérablement sur la bande passante nécessaire à leur transmission. Afin d'obtenir un débit suffisant, dans une bande passante limitée, il sera nécessaire de moduler simultanément plusieurs porteuses de fréquences différentes pour distribuer l'information à transmettre par des techniques de « *multiplexage fréquentiel* » ou de « *modulation multi-porteuse* » [7] [8].
- *la distance de transmission.* Dans un milieu donné et pour une méthode de transmission choisie, la distance entre une source et un destinataire d'un flux d'informations est limitée par la quantité d'énergie dissipée lors de son transport. Cette dissipation est la conséquence d'une interaction entre la grandeur physique modulée et les constituants physico-chimiques du canal de transmission. En effet, lors de sa propagation, le signal physique utile, dont l'une au moins des caractéristiques est variable dans le temps car modulée par l'image de l'information, excite le milieu par l'une des lois de couplage de la physique et cède alors une partie de l'énergie qu'il contient au milieu traversé. Aussi, plus long est le parcours dans ce milieu, plus la quantité d'énergie perdue augmente. Pour atteindre de grandes distances, il faut donc choisir une grandeur physique minimisant un tel couplage et dont la puissance d'émission soit suffisante pour atteindre

³ *fps* : « Frames per second » : images par seconde

le destinataire. Pour réaliser les liaisons sous-marines sans-fil, les canaux de communication ont pour support physique le milieu aquatique lui-même. Il faut donc introduire dans la chaîne de transmission, des convertisseurs d'énergie capables d'interagir directement avec les grandeurs physiques utilisées pour la propagation des signaux informatifs. Ces organes, positionnés en sortie de l'étage de puissance de l'émetteur ou en entrée du récepteur sont appelés « *transducteurs* ». Ils constituent des éléments déterminants à l'établissement des liaisons. Ils sont constitués d'un ou plusieurs éléments matériels agencés et orientés géométriquement de manière à maximiser les échanges d'énergie avec les grandeurs physiques utilisées pour la transmission. Le choix, la caractérisation, le dimensionnement et le positionnement de ces transducteurs, constituent des étapes incontournables dans la conception ou la mise en œuvre d'un système de transmission de données.

Outre ces contraintes fonctionnelles, des exigences supplémentaires doivent être prises en compte pour s'intégrer harmonieusement dans l'environnement et dans un contexte économique. Ces derniers aspects doivent être estimés en amont, pour permettre de les intégrer dans un projet d'installation. Malheureusement, une telle évaluation présente plusieurs difficultés :

- *l'estimation de l'impact environnemental*. Une partie de la puissance émise pour transporter l'information se dissipe dans l'eau de mer et est absorbée d'une part par ses composés inertes, mais également par l'ensemble de la flore et de la faune qui y évoluent. Si le support de communication utilise une grandeur physique du milieu lui-même, cette perturbation artificielle doit avoir un impact particulièrement limité, voire inexistant sur l'environnement ainsi que sur l'ensemble du vivant y évoluant. Par extension, dans le contexte de la prise en compte de l'environnement et du développement durable, cette biocompatibilité doit s'étendre à l'ensemble des matériaux constitutifs des dispositifs potentiellement en contact avec le milieu naturel. Ceci implique qu'il est nécessaire de prendre en compte l'ensemble des conséquences biologiques engendrées par les techniques et dispositifs de transmissions ainsi que leur influence sur les comportements des animaux. A ce jour, nous n'avons pas trouvé dans la littérature, d'études exhaustives permettant d'évaluer cette « *compatibilité environnementale* ». Bien qu'une étude précise de ces effets dépasse largement le cadre de cette thèse, cependant nous avons souhaité proposer une méthode d'évaluation originale qui se limite aux effets indésirables induits par les signaux de transmission.
- *l'estimation des coûts financiers*. Les technologies mises en jeu pour réaliser une transmission dépendent également fortement du média utilisé. Comme nous le verrons, ces technologies imposent des contraintes de fabrication, d'installation et de maintenance qui induisent des coûts d'exploitation. Bien que les méthodes d'estimation de coûts couramment utilisées pour étudier la rentabilité de réseaux de télémétrie terrestres soient très efficaces, elles sont cependant difficilement directement transposables aux applications sous-marines. En effet les réseaux de capteurs sous-marins engendrent des contraintes d'intervention qui impliquent des matériels, des

compétences et des fréquences d'intervention très spécifiques dont les coûts sont très différents de ceux pratiqués en surface.

Ainsi l'ensemble des performances fonctionnelles, économiques et environnementales des systèmes de transmission de données sous-marines contribuent au choix, au dimensionnement et à la mise en œuvre d'une solution de surveillance environnementale optimale. Nous proposons dans ce mémoire de thèse une approche originale de cette problématique globale.

1.2 Contexte et objectifs

Ce travail a été initié en vue de rechercher une solution originale de télémétrie et de vidéo-surveillance sous-marine répondant à un ensemble d'exigences fonctionnelles, économiques et environnementales.

A ce jour, les applications de ce type de technologies, sont encore balbutiantes dans certains domaines d'applications. C'est en s'intéressant au domaine particulier des cultures industrielles et artisanales conchyliques que notre problématique a été identifiée. Une étude de marché menée dans le cadre d'un projet de création d'entreprise visant à optimiser les rendements et limiter la mortalité des productions ostréicoles nous a amené à réfléchir à un système de télémétrie susceptible de fournir aux exploitants des outils d'aide à la décision. De tels systèmes étaient en effet bienvenus au regard des besoins d'analyses de données environnementales de sites soumis à des conditions sévères d'exploitation. Des capteurs devaient, à l'aide d'une technique respectueuse de l'environnement, transmettre vers la surface des données numériques sans liaison filaire pour automatiser les opérations de mesures à des coûts réduits et dans le respect des contraintes de production. La mise en œuvre d'une telle expérimentation devait permettre d'envisager la production de solutions industrielles de réseaux de capteurs sous-marins non filaires, en proposant une réelle avancée technologique sur ces marchés. Une étude préliminaire a été menée au sein du L3i pour réaliser un capteur sous-marin destiné à prélever des mesures de températures et d'oxygène dissous à une profondeur de 10 mètres avec un débit de 300bps. Ces premiers travaux nous ont conduit à envisager et étudier de nouvelles applications dans les domaines de l'aquaculture, de la surveillance de sites touristiques ou de la prévention de risques de pollution en milieu maritime. Certains interlocuteurs, à l'instar de l'Institut Océanographique de Monaco, ou du « pôle mer méditerranée », nous ont fait part de besoins de vidéosurveillance sous-marine qui impliquaient des évolutions technologiques importantes à apporter à ces premiers prototypes de capteurs.

La synthèse de l'expression de ces besoins a fait apparaître des points communs que nous avons identifiés et reformulés pour définir les axes de recherches développés dans cette thèse. En particulier, les zones à surveiller ou à contrôler sont des réserves ou des sites d'exploitation, parfois à sécuriser, dans lesquels les eaux sont soumises à de fortes contraintes de qualité et risquent d'être polluées. Le fond marin peut être irrégulier et parsemé de nombreux obstacles minéraux, biologiques ou artificiels statiques et dynamiques. Les dispositifs risquent donc d'être soumis à des chocs et efforts mécaniques importants. Ces espaces à surveiller sont

supposés bien délimités et s'étalent sur des distances allant d'une dizaine de mètres jusqu'au kilomètre. Ils s'étendent potentiellement depuis le fond jusqu'à la surface, peuvent être soumis à des visites à vocations touristiques, industrielles ou de recherche et éventuellement traversés par un fort trafic maritime. Il s'agit donc de développer une technologie susceptible de réaliser un réseau de capteurs capables de transmettre des données depuis les extrémités géographiques du site surveillé. Afin d'optimiser le déploiement et l'utilisation de chaque nœud, une topologie de réseau maillé est souhaitée. Cette architecture collaborative permet de limiter les distances de transmissions entre les capteurs au prix d'une complexité accrue de la pile de protocole embarquée et éventuellement de la consommation. Dans cette configuration, une distance de transmission minimale de l'ordre d'une dizaine de mètres est envisageable.

Outre les fonctions de prélèvement et de transmissions de mesures de paramètres environnementaux, il s'agit donc de rechercher une solution permettant de développer un prototype de MODEM autonome en énergie, capable de transférer des images sous-marines en temps réel avec une liaison sans-fil et une qualité minimale VGA de 640x480 pixels et 256 couleurs à un débit de 1 image par seconde ou de qualité QCIF⁴ à un débit de 10 images par seconde. Les performances des techniques de compressions vidéo actuelles telles que MPEG-4 [9], permettent de réduire considérablement la taille mémoire des flux vidéos. De plus, les caractéristiques des images sous-marines qui présentent en général de faibles contrastes avec des composantes colorimétriques relativement homogènes [10], favorisent cette réduction.

Pour répondre aux exigences de ce contexte applicatif, il est nécessaire de fixer les objectifs opérationnels des travaux de recherches. Le débit binaire minimal de notre système de transmissions doit être au minimum de 80kbps sur une distance de 10 mètre. Le système doit impérativement minimiser toute forme de perturbation de l'environnement de son site de déploiement tant du point de vue visuel que sur des effets indésirables éventuels sur la faune et la flore. Il doit donc être aussi discret que possible. Son déploiement doit engendrer le minimum de coûts de maintenance et d'intervention. La solution proposée doit donc être robuste et résistante à d'éventuelles perturbations ou sollicitations extérieures, tout en étant autonome énergétiquement. Enfin, une telle technologie devra potentiellement permettre de réaliser un réseau de capteurs sous-marins dédiés à la surveillance environnementale tout en optimisant un ensemble de critères de performances.

Cette démarche sera satisfaite par l'application d'une méthodologie rigoureuse qui s'accompagne d'exigences et d'objectifs scientifiques. Nous nous attacherons à explorer plusieurs possibilités et à réaliser les expériences nécessaires à la confrontation des résultats expérimentaux avec les prédictions théoriques et de simulation. Ce travail a donc vocation à rechercher et améliorer de manière significative au moins l'une de ces caractéristiques de performances des systèmes de transmissions sous-marins sans-fil. L'essentiel de l'étude se concentre sur l'optimisation de la couche physique d'une liaison sous-marine. La démarche

⁴ QCIF : Quarter CIF : 176x144 pixels

scientifique permettant de répondre à cette problématique implique d'adresser méthodiquement les objectifs suivants :

- **Identifier et quantifier les critères de performances** attendus pour l'application.
- **Identifier les différentes méthodes de communication** correspondant au cadre applicatif envisagé.
- **Caractériser et quantifier les performances de chaque méthode** et les comparer aux besoins de l'application en s'appuyant sur l'état de l'art.
- **Choisir une méthode** ayant un potentiel d'amélioration et d'adaptation suffisant pour satisfaire aux exigences de l'application.
- **Réaliser une étude détaillée de la méthode sélectionnée** et du comportement général des canaux de transmission associés.
- **Choisir une méthode de modulation adaptée.**
- **Identifier les améliorations et adaptations envisageables.**
- **Rechercher des solutions** permettant de se rapprocher des objectifs de performances identifiés.
- **Proposer des modèles analytiques, comportementaux et de simulation** de ces solutions.
- **Proposer une conclusion sur la faisabilité** de ces solutions.

L'analyse préalable de l'état de l'art des méthodes existantes de communication sous-marines est indispensable. Cette phase d'étude bibliographique a pour objectif d'établir soigneusement une nomenclature des différentes méthodes existantes. Elle permet également d'identifier différents critères de performance utiles à l'évaluation et l'amélioration d'une technique particulière. Notre objectif implique une approche fortement transversale qui fait intervenir, outre les théories propres aux télécommunications, des notions de physique, d'électronique analogique et numérique. En particulier, l'utilisation des techniques de couplages par magnéto-induction, qui même si elles sont bien connues et définies en théorie restent relativement complexes à mettre en œuvre de manière pratiques dans un cadre concret. Aussi, des outils de simulations seront utilisés après l'application d'approximations nécessaires pour simplifier l'étude et la recherche de solutions efficaces et réalisables.

1.3 Organisation du manuscrit

La problématique de la transmission sous-marine sans-fil abordée dans cette introduction est en réalité très complexe car elle implique des domaines scientifiques très différents.

Le chapitre 2 vise à présenter et évaluer les différentes méthodes de transmission de données en milieux sous-marin. Il existe essentiellement trois grandes familles de communication sous-marines :

- **les méthodes acoustiques**, qui utilisent les ondes sonores et ultrasoniques ;
- **les méthodes électromagnétiques**, qui utilisent les ondes électriques et magnétiques. Elles se divisent en deux grandes catégories : les méthodes radioélectriques utilisant les propriétés de **propagation des ondes**

électromagnétiques en champs lointains et celles utilisant le principe de couplage par *magnéto-induction* ;

- *les méthodes optiques*, qui utilisent les ondes lumineuses, sont un cas particulier des méthodes électromagnétiques.

Le choix d'une méthode de transmission dépend de critères de performances mais également des contraintes matérielles, logistiques, environnementales et économiques. Une première partie de l'étude consiste donc à identifier et établir des indicateurs représentatifs de ces facteurs. Cette étape préliminaire primordiale nous a conduit à construire un protocole d'évaluation objectif des différentes techniques de transmission, en délivrant un ensemble d'indicateurs quantifiables. L'état de l'art des méthodes de communication sous-marines est présenté de manière à réaliser cette évaluation. Chaque méthode fait l'objet d'un sous-chapitre spécifique qui décrit son principe de fonctionnement, les caractéristiques principales des canaux de transmission associés, les principes de réalisation ou d'intégration et enfin l'évaluation des critères de performances, présentées sous forme de tableaux. Ce chapitre se conclut par un comparatif des différentes techniques de transmissions sous-marines, nous permettant de choisir la solution la plus adaptée à nos objectifs opérationnels et d'identifier les verrous technologiques (portée et débit) qui doivent être levés pour atteindre les performances attendues.

La contribution principale de ce chapitre consiste à avoir établi un ensemble de critères hétérogènes et un protocole systématique d'évaluation des différentes méthodes de transmission sous-marines. En particulier, des indicateurs de compatibilité environnementale et de coût de déploiement ont été introduits en sus des critères classiques de performances fonctionnelles. Cette approche permet de réaliser le choix d'une méthode optimale au regard d'un cahier des charges global.

Le chapitre 3 a pour objectif d'étudier, de caractériser les propriétés du média et du canal de transmission électromagnétique, pour favoriser la propagation du champ électrique, en vue d'augmenter la portée et le débit binaire. Dans une première section, un modèle de propagation des ondes électromagnétiques en champ lointain est proposé. L'étude de ce modèle permet de mettre en évidence des pertes de puissances distinctes qui sont associées au comportement partiellement conducteur ou diélectrique de l'eau de mer. Le comportement des phénomènes de conduction et de polarisation nous a conduit à rechercher et développer des prototypes d'antennes destinées à favoriser l'un ou l'autre des modes de propagation. La simulation, la réalisation et les mesures effectuées sur les prototypes expérimentaux permettent d'évaluer la validité des modèles utilisés et d'en éprouver les limites.

La première contribution de ce chapitre réside tout d'abord dans le développement d'un modèle de propagation en champ lointain d'une onde électromagnétique en milieu sous-marin, basé sur une analyse asymptotique de la constante de propagation. Ce modèle a permis de mettre en évidence deux modes de propagation qui ont chacun été

exploités expérimentalement. La seconde contribution est liée à la simulation et la réalisation d'un prototype d'antenne original à « saut d'indice de permittivité » visant à exciter le milieu de manière à favoriser le mode de propagation associé aux pertes diélectriques. Ce prototype a permis de mettre en évidence une incohérence entre les modèles de simulation et les mesures. La dernière contribution a consisté à étudier une antenne boucle dédiée à exciter le mode de propagation de conduction, et tout particulièrement sa bande passante et son impédance

Le chapitre 4 décrit et caractérise un modèle de communication par couplage en champ proche entre bobines dans l'eau de mer. Ce modèle est analysé pour proposer, développer et optimiser une technique de transmission originale par Magnéto-Induction (MI) à bande passante élargie permettant de satisfaire les objectifs opérationnels et scientifiques de cette thèse. Un prototype de MODEM sous-marin magnéto-inductif à bande élargie permettant d'implémenter une modulation OFDM est présenté. Les résultats d'une campagne de mesures in situ permet de confirmer la validité des prédictions théoriques et de simulations.

Les contributions principales de ce chapitre résident tout d'abord dans le développement d'un modèle de couplage magnéto inductif qui permet d'évaluer les conditions de transmission optimales en proposant une méthode de dimensionnement et d'adaptation d'antennes boucles pour une application donnée. La seconde contribution consiste en l'analyse et la mise en œuvre de méthodes originales d'élargissement des bandes passantes des antennes émettrices en utilisant des techniques d'asservissement en courant, et réceptrices en associant des convertisseurs d'impédances, des amplificateurs à transconductances et des circuits d'amplification à intégration. La dernière contribution est la réalisation d'un prototype original de MODEM permettant de supporter une modulation OFDM. L'ensemble de ces contributions ont fait l'objet d'un dépôt d'enveloppe Soleau.

2 Communications sans-fil en milieu sous-marin

« Grâce à lui, grâce à son appareil, je complétais chaque jour mes études, et je refaisais mon livre sur les fonds sous-marins au milieu même de son élément. »

« Vingt milles lieues sous les mers » Jules Verne

Contributions :

Dans ce chapitre, nous proposons des critères de performances originaux permettant de comparer des méthodes de transmissions de données sous-marines. En particulier nous avons inclus des indicateurs permettant d'évaluer les potentielles conséquences environnementales et les coûts de déploiement inhérents aux différentes techniques.

2.1 Introduction

La réalisation de systèmes de communications sans-fil en milieu sous-marin a fait l'objet de nombreux travaux depuis le début du XX^{ème} siècle. Les premières techniques utilisaient des systèmes acoustiques pour établir des communications entre bâtiments de marine de guerre à l'aide de transducteurs électro-acoustiques. Avec le développement des systèmes de communications radiofréquences, les techniques électromagnétiques utilisant les très basses fréquences ELF et VLF⁵ [11] [12] ont commencé à se développer dans les forces militaires sous-marines. Puis rapidement, ces techniques électromagnétiques ont été adaptées aux domaines civils, d'abord en géologie pour fournir des outils aux études sismologiques ou à la recherche de réserves pétrolières, puis pour des applications de surveillance environnementale. Avec les progrès de l'optronique, des systèmes de transmissions optiques sont apparus dès les années 90 [13] [14] autorisant des débits élevés. Plus récemment, les techniques électromagnétiques ont eu un regain d'intérêt grâce à l'utilisation d'une nouvelle technique de transmission basée sur le couplage magnéto-inductif [15].

L'objet de ce chapitre est de décrire les grands principes physiques qui régissent les transmissions sous-marines acoustique, optique et électromagnétique ainsi que les techniques de communications associées. Le principe de chaque méthode est introduit en caractérisant les

⁵ ELF: Extremely Low Frequencies (fréquences inférieures à 3kHz), VLF : Very Low Frequencies (3-30kHz)

paramètres limitant les phénomènes de propagation dans le milieu. Mais au préalable, nous nous sommes attachés à proposer un formalisme et des critères afin de comparer ces techniques de transmissions aussi bien en termes de performances de transmission qu'en termes d'impact environnemental. Le dernier paragraphe comparera graphiquement chaque technique de transmissions étudiée en fonction de ces critères, pour *in fine* choisir la technique que nous développerons dans la suite de nos travaux.

2.2 Critères de choix et d'évaluation

2.2.1 Formalisme et caractérisation des critères de performance

Afin de choisir, construire ou valider une solution de communication il est nécessaire de disposer d'éléments d'évaluation ou de comparaisons objectifs et mesurables. Les critères de performances d'un système de transmission de données sous-marin doivent donc être identifiés et quantifiables. Ainsi, pour chaque critère, il s'agit de définir une métrique permettant de caractériser le paramètre de performance qui y est associé. De nombreux travaux sur les transmissions de données en milieux sous-marins font implicitement appel à des indicateurs d'évaluation, tels que le débit, la portée ou l'efficacité spectrale [16][17][18][19]. En nous appuyant sur des études plus spécifiques, relatives à l'évaluation de performances, de tout ou parties, d'un système de transmission sous-marin, nous avons construit une liste de critères complémentaires adaptée à notre étude. Il est important de noter que dans le présent travail, l'étude des performances se limite ici à la couche physique d'une liaison de communication entre deux terminaux d'un réseau de capteurs autonomes en énergie (fonctionnant sur batteries). L'étude des performances du réseau dans sa globalité ne sera pas abordée dans cette thèse et a, par ailleurs, déjà fait l'objet de travaux spécifiques [17][20].

La comparaison des performances de communication ne peut se faire que dans des conditions de transmissions similaires et correctement caractérisées. Ainsi, il convient pour chaque critère de soigneusement spécifier les conditions dont il dépend. Ces conditions d'expériences sont également définies à l'aide de paramètres qui devront être normalisés pour permettre la comparaison *a posteriori* des critères qu'ils affectent. Dans ces conditions, il est judicieux de ne comparer que des liaisons simples n'impliquant qu'un seul transducteur de réception et un unique transducteur d'émission (SISO⁶). En effet, bien que les techniques de *beamforming*⁷ (MIMO⁸) puissent être adaptées à toutes les méthodes de transmission étudiées ici, l'amélioration des performances qu'elles permettent d'obtenir sont une conséquence prédictible par extension du comportement intrinsèque du canal de transmission utilisé dans sa configuration minimale.

Enfin, afin de permettre la comparaison des performances entre techniques ou méthodes de transmissions différentes, il est utile d'homogénéiser l'échelle de mesure des critères. En

⁶ SISO: Single Input Single Output

⁷ Beamforming : techniques additives de construction de faisceaux

⁸ MIMO: Multiple Input Multiple Output

effet, chaque critère étant différent, il est possible de normaliser leurs valeurs dans une métrique indépendante des grandeurs physiques qu'ils caractérisent. Pour ce faire, est construit, pour chaque critère, une mesure relative sur une échelle unique de comparaison. Elle se calcule conformément à l'expression suivante :

$$Critère_{score} = K \cdot \log \left(100 \frac{V_{critère}}{V_{critèremax}} \right), \quad (2.1)$$

où $Critère_{score}$ représente la valeur normalisée d'un critère sur une échelle logarithmique allant de 0 à 10 ; $V_{critère}$, correspond à la valeur de cet indicateur de performance pour la technique ou la méthode choisie et $V_{critèremax}$, représente la valeur maximale atteinte par ce même critère sur l'ensemble des méthodes étudiées. Tous les critères seront normalisés de la sorte grâce au facteur K qui sera déterminé à posteriori.

Le Tableau 2.1 répertorie les critères que nous avons retenus pour comparer les différents systèmes de transmissions sous-marins. Ils vont être détaillés dans la suite du chapitre. Pour le cas des transmissions acoustiques, Huang *et al* [21], préconisent l'utilisation d'indicateurs composites, mais qui présentent l'inconvénient d'être difficilement comparables avec ceux retenus dans le cadre de notre étude. Ils pourront cependant être aisément déduits de nos critères. Le dernier paragraphe de ce chapitre comparera graphiquement chaque technique de transmissions.

TABLEAU 2-1. CRITERES D'EVALUATION DE PERFORMANCE D'UNE TRANSMISSION DE DONNEE SOUS-MARINE

<i>Critère de performance</i>	<i>Notation</i>	<i>Unité</i>
Portée ou distance de transmission maximale	r	m
Débit binaire	D	bit/s
Bande passante relative	I_{FC}^{BP}	%
Efficacité de déploiement	I_C^{dep}	bit/s/UC
Compatibilité environnementale	I_R^{Env}	Sans unité

2.2.2 Distance de transmission maximale

Dans la littérature [21][22][23][24][25], la distance maximale de transmission, notée r , est classiquement utilisée pour évaluer les performances d'une liaison. Ce critère mesure la capacité d'un système de communication à transmettre une information sur la distance la plus grande possible, pour une puissance émise donnée. Cet indicateur se déduit en général du bilan de liaison [26] qui nécessite une étude précise :

- *des paramètres physiques*, inhérents au canal de transmission et à l'environnement de déploiement tels que *l'atténuation linéique* du canal en fonction de la fréquence et le bruit ambiant (qui permet de fixer une marge de bruit) ;
- *des paramètres technologiques*, comme la puissance d'émission, la sensibilité du récepteur, le gain des transducteurs, la technique de modulation.

Étant donné que la plupart des paramètres technologiques sont propres à chaque système, il est difficile de comparer des méthodes de transmissions sous-marines très différentes. En revanche, les caractéristiques intrinsèques du canal de transmission peuvent être évaluées et comparées. Pour comparer deux méthodes de transmission, il est donc nécessaire, soit de choisir une puissance d'émission de référence, soit de fixer une atténuation maximum souhaitée, puis d'estimer les distances atteignables pour une plage de fréquence donnée. Nous avons retenu cette dernière méthode en nous fixant arbitrairement une atténuation maximum de 100 dB. Par convention on appliquera cette atténuation aux composantes fréquentielles du signal à transmettre présentant l'atténuation la plus défavorable. Nous supposerons aussi que l'espace séparant l'émetteur du récepteur ne présente aucun obstacle exogène au milieu susceptible de modifier la propagation du signal. La métrique correspondante à cet indicateur de portée est la distance géométrique, exprimée en mètres (m), séparant l'émetteur du récepteur pour une atténuation de 100dB dans une plage de fréquence déterminée.

2.2.3 Débit binaire et critères associés

Le débit binaire, noté D , est un critère essentiel [23][27][28], qui permet d'évaluer la quantité de données qu'un système de transmission peut transférer par unité de temps. Sa métrique s'exprime en nombre de bit par seconde (notée bit/s, bps ou encore en b/s).

On peut aussi utiliser le critère de la bande passante relative des canaux de transmission associés aux différentes techniques de transmissions. Il est intéressant de parler de bande passante relative car cela permet d'évaluer la largeur fréquentielle du canal au regard de sa fréquence centrale. La métrique de ce critère s'exprime en pourcentage selon l'équation :

$$I_{FC}^{BP} = 100. \frac{\text{Bande passante du canal}}{\text{Fréquence centrale de la bande passante}} \quad (2.2)$$

Enfin, l'efficacité spectrale, régulièrement mentionnée dans la littérature [29][30], se déduit des deux informations précédentes et dépend de la méthode de modulation choisie. L'efficacité spectrale, notée *SE* (*Spectral Efficiency*), se caractérise, pour un canal de transmission supportant un ensemble de signaux informatifs, par le rapport entre le débit binaire délivré et la bande passante utilisée. Cette métrique s'exprime en nombre de bit par seconde et par Hertz (bit/s/Hz).

2.2.4 Efficacité de déploiement

Ce critère qualitatif, composite, permet d'estimer le coût financier du déploiement et du maintien dans le temps du débit binaire d'une installation. Dans la littérature, le coût financier de déploiement d'un système de communication est abordée dans [29] et [31] comme étant un coût unitaire rapporté à un débit binaire D en bit/s. Il s'exprime par :

$$I_c^{dep} = \frac{D}{\text{Coût}} \quad (2.3)$$

Ce « coût » financier intègre l'ensemble des investissements de développement et d'installation du système ayant une valeur positive à long terme qui sont souvent regroupés sous l'acronyme CAPEX⁹ auxquels s'ajoutent les dépenses d'exploitation ou OPEX¹⁰ annuel moyen évalué sur une durée suffisamment représentative. L'analyse menée en [31] considère que l'ensemble des facteurs de fonctionnement, tels que les coûts énergétiques et de maintenance qui interviennent dans le calcul de l'OPEX conditionnent la viabilité industrielle et économique d'une installation. Classiquement, cet OPEX annuel est estimé entre 5% et 10% du CAPEX [32], toutefois ce coût varie considérablement avec les conditions environnementales, la consommation énergétique, la robustesse et les besoins de maintenance des matériels. Pour un réseau sous-marin, l'OPEX sera très supérieur à celui d'un réseau de télécommunication terrestre. Afin de comparer l'efficacité de déploiement de plusieurs solutions technologiques, il est intéressant de fixer une unité de coût financier indépendante d'une devise. En se basant sur les usages rapportés dans [32], le choix de cette unité de coût se porte naturellement sur le CAPEX. C'est donc à partir de cette unité de référence, notée UC , que tous les autres coûts financiers de fonctionnement (OPEX) seront exprimés de manière relative.

Ainsi, des équipements fiables, aptes à fonctionner dans des conditions très variables et peu énergivore limitent les efforts de maintenance et favorisent des coûts de fonctionnements réduits. Plusieurs études considèrent la fiabilité et la robustesse des matériels soumis à l'environnement sous-marin comme un critère important de comparaison des techniques de transmission [17] [24] [25]. Ces notions, rarement explicitées, peuvent s'interpréter en distinguant deux aspects :

⁹ CAPEX : Capital Expenditure

¹⁰ OPEX : Operational Expenditure

- *La robustesse des dispositifs face aux agressions extérieures de l'environnement aquatique*, qui peut engendrer des gradients de pression, de turbidité ou plus simplement des chocs mécaniques. Ces phénomènes dépendent de la situation géographique, de l'activité humaine ou animale et des conditions environnementales au voisinage des installations. Les conditions d'exploitation affectent donc notablement la probabilité d'occurrence d'évènements perturbateurs. Ces fluctuations peuvent être associées à des indicateurs destinés à évaluer une robustesse fonctionnelle qui intervient de manière prédominante dans les considérations de coût d'exploitation d'un système de télémétrie.
- *La fiabilité intrinsèque des technologies utilisées*, qui induisent des opérations de maintenances coûteuses, indépendantes de l'environnement et prévisibles, tels que le changement des batteries ou leur recharge, des mises à jour logicielles, la calibration périodique de sondes ou le nettoyage des transducteurs.

Ainsi, la fiabilité d'une installation utilisant une technique de transmission peut s'évaluer en considérant les sensibilités respectives du coût de fonctionnement (OPEX) par rapport à différentes conditions environnementales et d'exploitation. Ces sensibilités peuvent se caractériser à partir des indicateurs suivants :

- Le maximum de sensibilité du coût par rapport à la pression et aux contraintes mécaniques (chocs), notée S_p^{dep} , s'évalue comme suit :

$$S_p^{dep} = \left| \frac{\partial \text{Coût}}{\partial \text{Pression}} \right|_{max} \quad (2.4)$$

Ce paramètre caractérise la variation des coûts de fonctionnement lorsque le système est soumis à des efforts mécaniques par unité de surface d'origines variées tels que des chutes de pierres, d'objets, le risque d'ensevelissement ou encore de collisions avec des animaux. Dans la pratique on calcule cette sensibilité comme étant l'inverse de l'intensité minimale de la pression ou de la force répartie sur les surfaces du transducteur qui le rend inopérant. La mesure de pression ou de contrainte mécanique étant le Newton par mètre carré, cette sensibilité s'exprime donc en unité de coût par Newton par mètre carré (UC.m²/N).

- Le maximum de sensibilité du coût par rapport à la présence d'obstacles, notée S_o^{dep} se définit comme suit :

$$S_o^{dep} = \left| \frac{\partial \text{Coût}}{\partial \text{Vobstacle}} \right|_{max} \quad (2.5)$$

Ce paramètre caractérise l'influence de la présence d'obstacles biologiques ou inertes dans l'espace séparant un émetteur d'un récepteur. Ces obstacles peuvent être des organismes en développement comme des organismes biologiques tels que les algues ou des coquillages ou encore des particules en suspension. Leur nature étant très variable, il s'agit donc de choisir l'élément physico-chimique constitutif d'un obstacle,

considéré ici de composition homogène, qui altère le plus la transmission du signal. Dans le cas général, ce sont ses dimensions, qui caractérisent le mieux l'importance de la gêne au regard de la longueur d'onde du signal utile. Par analogie à la notion d'effet de peau nous considérerons que tous les objets présentant un volume équivalent à un cube de côté égal à 10 fois la longueur d'onde viendront influencer ce paramètre. On considérera pour chaque cas la présence de l'élément matériel qui défavorise le plus la propagation du signal. Cette approche permet indirectement d'inclure dans cette sensibilité l'influence de la turbidité (effet lié aux propriétés de diffusion ou d'absorption optiques du milieu). En effet, plus le débit numérique d'une liaison optique diminue avec la turbidité, plus la qualité de service se dégrade et se traduit par une diminution de rentabilité augmentant d'autant la sensibilité au coût. Bien qu'il soit difficile de faire intervenir dans le calcul de S_O^{dep} les standards de mesure de turbidité NTU (Nephelometric Turbidity Unit) ou FNU (Formazine Nephelometric Unit)¹¹ il reste possible d'introduire la turbidité en considérant que la gêne optique sur le parcours de l'onde s'assimile à un obstacle. On calcule donc cette sensibilité comme étant l'inverse du volume minimal d'un obstacle cubique très absorbant présentant un côté de 10 fois la longueur d'onde moyenne et placé en contact direct avec le transducteur dans les directions privilégiées de propagation. La mesure du volume de l'obstacle s'évaluant en m³, cette sensibilité s'exprime donc en unité de coût par mètre cube (UC/m³).

- Le maximum de sensibilité du coût par rapport à l'intervalle de temps moyen entre pannes souvent associé au terme MTBF¹², notée S_{MTBF}^{dep} :

$$S_{MTBF}^{dep} = \left| \frac{\partial \text{Coût}}{\partial MTBF} \right|_{max} \quad (2.6)$$

Cette valeur permet d'estimer les coûts financiers des opérations régulières de maintenance que nécessitent les appareils et dispositifs intervenant dans le système de transmission : les changements de batteries, le nettoyage, la calibration périodique des sondes et des transducteurs, les usures etc. Ces coûts peuvent être importants lors des interventions sur site. La sensibilité S_{MTBF}^{dep} s'évalue comme étant l'inverse de la période moyenne séparant deux interventions fonctionnelles vitales au système. Cette sensibilité du coût de maintenance périodique s'exprime en unité de coût par heure de fonctionnement entre pannes (UC/h).

¹¹ L'unité de mesure de turbidité, en France, d'après la norme NF EN ISO 7027, est le FNU pour Formazine Nephelometric Unit. Cette unité mesure la turbidité sous un angle de 90° à une longueur d'onde de 860 nm.

¹² MTBF : Mean Time Between Failure

De manière générale le coût de l'installation après une année d'exploitation peut être exprimée à l'aide de ces facteurs de sensibilité :

$$\text{Coût} = 1 + S_p^{dep} \cdot S_O^{dep} \cdot S_{MTBF}^{dep} \quad (2.7)$$

Pour finalement réécrire la relation 2.3 afin d'évaluer l'indicateur d'efficacité de déploiement :

$$I_C^{dep} = \frac{D}{1 + S_p^{dep} \cdot S_O^{dep} \cdot S_{MTBF}^{dep}} \quad (2.8)$$

2.2.5 Compatibilité environnementale

Dans le contexte particulier de la surveillance environnementale, nous avons introduit un nouveau critère qui permet d'estimer l'impact d'une méthode de transmission sur le milieu sous-marin. Si certaines technologies ont déjà fait l'objet de quelques études quant à leur impact sur l'environnement, la littérature ne semble pas exposer de résultats applicables à toutes les techniques de communication sous-marines.

C'est l'influence des signaux acoustiques sur les animaux marins qui a fait l'objet des études les plus nombreuses. Plusieurs analyses ont permis de corréliser l'effet des signaux produits par les sonars avec les échouages de baleines à bec [33], tandis que d'autres travaux mettent en évidence les conséquences des signaux ultrasoniques sur les cétacés [34]. Certains rapports officiels, plus généraux, comme celui de la commission de protection de l'environnement maritime en mer Baltique [35], regroupent les résultats de plusieurs publications permettant d'évaluer les conséquences des perturbations acoustiques sur une partie de la faune. Ce travail de synthèse introduit une échelle intéressante de mesure de l'impact physiologique ou comportementale des ondes acoustiques sur la faune marine. Cette échelle de mesure comporte 4 niveaux :

- Négligeable : aucune perturbation physiologique mesurable.
- Faible : lorsqu'un niveau mesurable d'un signal est perceptible par un animal mais ne représente aucun danger pour lui et n'affecte aucunement son comportement.
- Moyen : lorsqu'une espèce présente une vulnérabilité à une excitation qui se mesure par un changement de comportement ou un trouble physiologique constaté de manière récurrente mais qui ne réduit pas l'espérance de vie d'un individu.
- Élevé : lorsqu'une espèce présente une sensibilité élevée à cette excitation qui engendre une perturbation considérable du comportement ou affecte son état de santé de manière à réduire significativement l'espérance de vie d'un individu.

Cette approche peut être généralisée aux effets que pourraient engendrer d'autres grandeurs physiques sur les espèces sous-marines. Cette extrapolation reste conditionnée à l'existence de mesures de nocivité dépendantes de la nature des signaux, de leur intensité ou de

leurs fréquences. Malheureusement il n'existe actuellement aucuns relevés exhaustifs de telles mesures, ce qui rend cette tâche d'évaluation des risques relativement complexe et parfois approximative. En s'appuyant sur les études et rapports de biologistes relatifs aux réactions de certaines espèces à différents stimuli [34][35][36][37][38][39][40], il est toutefois possible de déterminer certains seuils de dangerosité pour la faune et la flore. Ces informations nous permettent de construire un indicateur composite qui sera noté I_{Risk}^{Env} destiné à estimer l'impact environnemental d'une technique de transmission. Il apparaît que l'impact potentiel d'un signal sur une espèce, sensible à cette grandeur physique, dépend essentiellement de trois paramètres:

- *Le rapport entre la puissance reçue à 1 m de la source et la puissance ayant un impact physiologique pour l'espèce la plus sensible.* Ce rapport noté ΔP se traduit donc par la différence de ces puissances exprimées en dB. On définit alors S_P^{Env} , la sensibilité du risque environnemental, noté *Risk*, qu'encourt la faune potentiellement soumise à ce signal.

$$S_P^{Risk} = \left| \frac{\partial Risk}{\partial \Delta P} \right|_{max} \quad (2.9)$$

- *La gamme de fréquences dans laquelle le risque est maximum pour la faune et la flore au regard des perturbations observées sur leur comportement.* Ces fréquences engendrent un risque qui est corrélé aux caractéristiques fréquentielles des organes de perceptions des animaux. Le risque d'exposition est donc inversement proportionnel au rapport entre la plage de fréquence de sensibilité de la faune et celle des signaux émis. Cette sensibilité est notée S_F^{Risk} peut être évaluée comme suit :

$$S_F^{Risk} = \left| \frac{\partial Risk}{\partial \Delta F} \right|_{max}, \quad (2.10)$$

où $\Delta F = (Fr_{max} - Fr_{min}) / (Fe_{max} - Fe_{min})$ avec Fr_{max} et Fr_{min} respectivement les fréquences maximale et minimale de sensibilité de la faune exposée et $[Fe_{max} - Fe_{min}]$ la gamme de fréquences émise, incluse sur la bande $(Fr_{max} - Fr_{min})$. Si aucune fréquence n'est commune, alors le risque est nul.

- *La durée cumulée d'exposition à ce signal par rapport à la durée moyenne de présence des animaux dans la zone à risque.* Cette sensibilité du risque à la durée moyenne d'exposition notée S_T^{Risk} peut être exprimée à l'aide de l'équation suivante :

$$S_T^{Risk} = \left| \frac{\partial Risk}{\partial \Delta T} \right|_{max}, \quad (2.11)$$

avec $\Delta T = Te / Tp$, où T_p représente le temps moyen de présence des animaux dans la zone à risque et T_e la durée cumulée d'émission dans l'intervalle de temps T_p .

2 - Communications sans-fil en milieu sous-marin

Avec ces trois critères, nous définissons le critère de compatibilité environnementale I_{Risk}^{Env} comme suit :

$$I_{Risk}^{Env} = \frac{1}{N \cdot S_T^{Risk} \cdot S_F^{Risk} \cdot S_P^{Risk}} \quad (2.12)$$

où N est le nombre d'espèces animales répertoriées susceptibles d'être impactées.

Maintenant que nous avons décrit notre formalisme et nos critères de comparaison, nous allons décrire les grands principes physiques qui régissent les transmissions sous-marines ainsi que leurs techniques de mise en œuvre afin de les comparer.

2.3 Méthodes acoustiques

2.3.1 Introduction

Historiquement, ce sont d'abord ces techniques qui ont été développées, pour deux raisons, la première liée aux phénomènes physiques et la seconde liée à la disponibilité technologique des transducteurs. Le milieu subaquatique présente des propriétés mécaniques qui facilitent la propagation des ondes sonores. Elles s'y propagent à une vitesse de l'ordre de 1500m/s [41] [42] et avec une atténuation qui autorise des distances transmissions de l'ordre d'une dizaine de kilomètres pour les fréquences inférieures à 100kHz. Les premiers transducteurs électrodynamiques, utilisés par l'ancêtre du Sonar pour la détection d'icebergs, furent mis au point par l'inventeur canadien Reginald Aubrey Fessenden en 1912 à la suite du naufrage du Titanic. Mais c'est lors de la première guerre mondiale que l'équipe du physicien Français Paul Langevin exploita l'effet piézoélectrique, pour la première fois dans un sonar. La distance entre le sonar et la cible était alors estimée en mesurant l'intervalle de temps séparant l'émission du signal acoustique, de son écho, capté par un hydrophone électrodynamique. Le fonctionnement du dispositif sonar utilisant des transducteurs émetteurs et récepteurs à quartz furent expérimentés le 26 février 1918 dans le port militaire de Toulon entre un remorqueur et une porte du bassin Vauban [43]. Depuis lors, les transducteurs n'ont cessé de s'améliorer en utilisant majoritairement l'effet piézoélectrique dont les principales limitations restent la bande passante en fréquence relativement étroite et la relative fragilité mécanique. Plus récemment des récepteurs acoustiques exploitant des procédés d'interférométrie optiques, offrant une sensibilité et une plage de fréquence accrue, ont vu le jour mais restent encore coûteux à mettre en œuvre [44] [45]. Les techniques de communication sans-fil acoustiques sous-marine (UAWC¹³) sont aujourd'hui les plus répandues, essentiellement en raison des grandes portées qu'elles permettent d'obtenir.

2.3.2 Principes physiques et propagation d'une onde acoustique en milieu sous-marin

L'objet de la présente section est de donner les principes des phénomènes physiques mis en jeu dans une communication acoustique sous-marine en vue de fournir les résultats essentiels à l'établissement des critères de performances utiles à la comparaison des différentes méthodes de transmission. Des ouvrages spécialisés sur le sujet ont nourri cette synthèse et détaillent certains calculs aboutissant aux résultats exposés ici [46] [47] [48].

¹³ UAWC: Underwater Acoustic Wireless Communications

2.3.2.1 Propagation de l'onde acoustique

Le transducteur, côté émetteur, a pour rôle de convertir l'énergie électrique en une énergie mécanique grâce à la vibration de surfaces mobiles qui déplace les molécules d'eau. Ces particules, qui occupent un volume de l'espace, présentent les unes aux autres des surfaces de contact sur lesquels des forces s'exercent. Ces forces, distribuées par unité de surface, engendrent une pression mécanique exprimée en Pascal (Pa). Les déplacements des particules au voisinage du transducteur se propagent de proche en proche en engendrant une alternance de surpressions et de dépressions par rapport à la pression ambiante moyenne. Ces variations de pressions sont associées aux variations locales de la distribution des forces entre les populations de particules par unité de volume. L'onde acoustique, schématisée sur la figure 2-1, est donc engendrée par la propagation d'une perturbation locale de la position d'équilibre mécanique des particules dans le liquide.

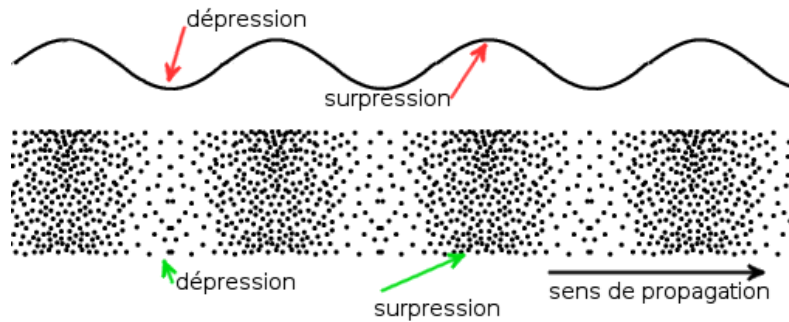


Figure 2-1. Schématisation d'une onde acoustique se propageant dans une direction de l'espace

Ainsi, pour qu'un son se propage, il faut apporter au milieu une énergie mécanique qui est contenue dans l'onde qui se déplace. Cette *énergie acoustique* se décompose en une partie *cinétique* correspondant à l'énergie du mouvement des particules et une partie *potentielle* associée au travail des forces de pression. On définit l'*intensité acoustique*, exprimée en W/m^2 et notée I_{ac} , comme étant la valeur moyenne du flux d'énergie acoustique par unité de surface et de temps. Cette intensité est aussi égale à la moyenne du produit de la pression acoustique par la vitesse particulière, soit pour une onde plane d'amplitude p_0 :

$$I_{ac} = \frac{p_0^2}{2 \cdot \rho \cdot c}, \quad (W/m^2) \quad (2.13)$$

où c est la célérité de l'onde de pression acoustique et ρ , la densité volumique du milieu. L'intensité acoustique permet également de caractériser la puissance acoustique P_{ac} reçue par une surface S_{ac} , elle s'exprime par :

$$P_{ac} = I_{ac} \cdot S_{ac} = \frac{p_0^2}{2 \cdot \rho \cdot c} \cdot S_{ac} \quad (W) \quad (2.14)$$

La puissance acoustique est le plus souvent exprimée en décibels (dB) en raison de sa dynamique importante. De la même manière, la puissance acoustique étant proportionnelle au carré de la pression, on exprimera également cette pression acoustique en $dB_{\mu Pa}$, en introduisant une pression de référence, qui en acoustique marine est le micro-pascal (μPa) :

$$\begin{cases} p_{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{p}{p_{ref}}\right) \\ p_{ref} = 1\mu Pa \end{cases} \quad (2.15)$$

La propagation du son dans l'eau est régie par les lois de la mécanique des fluides. L'équation de d'Alembert, qui se déduit des équations de Navier-Stokes, décrit la relation entre la progression spatiale de l'onde de pression acoustique et son évolution temporelle. En admettant que le milieu soit localement linéaire, il est possible d'appliquer la théorie de Fourier sur la fonction décrivant l'évolution temporelle du signal acoustique à transmettre. Dans ce cas, la transformée de Fourier de ce signal fait apparaître des composantes spectrales qui peuvent être assimilées à des signaux sinusoïdaux d'amplitude, de fréquence et de phase variables. Il est alors possible d'étudier le comportement de chacune de ces composantes en régime harmonique. Cette hypothèse est régulièrement considérée comme valide dans la littérature pour simplifier la résolution de l'équation de d'Alembert [42]. Cette méthode se vérifie expérimentalement lorsque les liquides sont en écoulement laminaires ou non turbulents. Il existe alors des solutions stationnaires de l'équation d'onde sur un compact de \mathbb{R}^3 qui peuvent se déduire de l'équation de Helmholtz [49]. Cette équation, qui reste très difficile à résoudre dans un espace à plus d'une dimension [50] [51], fut introduite par le physicien Hermann Von Helmholtz par une réécriture en régime harmonique de l'équation de d'Alembert:

$$\Delta p(x, y, z, f) + k^2(x, y, z) \cdot p(x, y, z, f) = 0, \quad (2.16)$$

où l'on appelle $k(x, y, z)$, le nombre d'ondes, qui s'exprime comme suit :

$$k(x, y, z) = \frac{2\pi \cdot f}{c(x, y, z)} = \frac{\omega}{c(x, y, z)} = \frac{2\pi}{\lambda(x, y, z)}, \quad (2.17)$$

où $\omega = 2\pi \cdot f$, est la pulsation angulaire de la composante sinusoïdale considérée, f la fréquence correspondante et $\lambda(x, y, z)$ la longueur d'onde de la composante spectrale au voisinage d'un point de l'espace.

Dans les océans, la célérité du son $c(x, y, z)$ varie entre 1450m/s et 1550m/s [47] en fonction de la température, de la salinité et de la profondeur. Cette anisotropie se traduit dans les équations par un facteur de dispersion qui permet de pondérer certaines solutions simplifiées de l'équation de Helmholtz.

Afin de mettre en évidence certains phénomènes caractéristiques du canal, tels que son atténuation, la résolution de l'équation d'onde peut être simplifiée en considérant le cas d'une source ponctuelle rayonnant une onde harmonique acoustique se propageant de manière isotrope :

$$p(r, t) = \frac{p_0}{r} \cdot e^{(j \cdot 2\pi \cdot f \cdot (t - \frac{r}{c}))} \quad (2.18)$$

On constate que la pression diminue de manière inversement proportionnelle à la distance à la source notée ici r .

2.3.2.2 Comportement du canal de transmission acoustique

2.3.2.2.1 Atténuation dans le canal de transmission acoustique

Il est possible de caractériser l'atténuation linéique subie par l'onde s'éloignant d'une source ponctuelle de manière simplifiée [52] :

$$A(r, f)_{dB} = 10 \log(A(r, f)) = \kappa \cdot 10 \cdot \log(r) + r \cdot 10 \cdot \log(\alpha(f)) \quad \text{en dB} \quad (2.19)$$

On constate que cette atténuation est une combinaison de deux contributions :

- a) *Atténuation engendrée par la divergence géométrique* : cette perte par divergence géométrique affecte l'intensité de l'onde acoustique et donc proportionnellement la puissance qui diminue alors avec l'inverse du carré de la distance au point source. Il est intéressant de considérer que la contribution de l'atténuation géométrique peut être pondérée à l'aide d'un facteur dispersion κ compris entre l'unité pour une dispersion cylindrique et 2 pour le cas sphérique.
- b) *Atténuation engendrée par amortissement* : l'onde de pression acoustique déplace et déforme localement les molécules des composés chimiques de l'eau. Le déplacement de ces particules absorbe une partie de l'énergie cinétique contenue dans l'onde qui dépend de la viscosité. La déformation ou *relaxation* des molécules engendrée par le passage de l'onde provoque quant à elle des réactions chimiques et thermiques locales qui contribuent également à son atténuation. Ces effets cumulés constituent les pertes par amortissements qui sont souvent prédominantes dans l'atténuation linéique et qui sont fortement dépendantes de la fréquence et de la composition chimique du milieu aqueux. L'expérience montre que ces pertes cumulées engendrent une décroissance exponentielle de l'amplitude de l'onde acoustique sur son parcours représenté par le terme $\alpha(f)$. En pratique, selon la plage de fréquence considérée, il existe plusieurs évaluations de $\alpha(f)$ [52]. Dans la bande de fréquence de 1kHz à 1MHz, c'est le modèle de Schulkin et Marsh, proposé en 1962 [53] et représenté sur la Figure 2-4(a), qui est encore couramment utilisée dans la caractérisation des canaux de transmission acoustiques sous-marins [52] [54]. Cette approche fait intervenir respectivement les pertes par relaxation des molécules d'acide borique ($B(OH)_3$) pour les fréquences supérieures à $f_1 = 1\text{kHz}$ et de sulfate de magnésium ($MgSO_4$) au-delà de $f_2 = 100\text{kHz}$. On ajoute les pertes liées à l'absorption de l'énergie cinétique par les molécules de l'eau pure. Ces phénomènes sont pondérés par les effets de la température et de la profondeur.

La courbe représentée sur la figure 2-2, représente l'atténuation linéique totale en fonction de la distance parcourue par une onde à différentes fréquences.

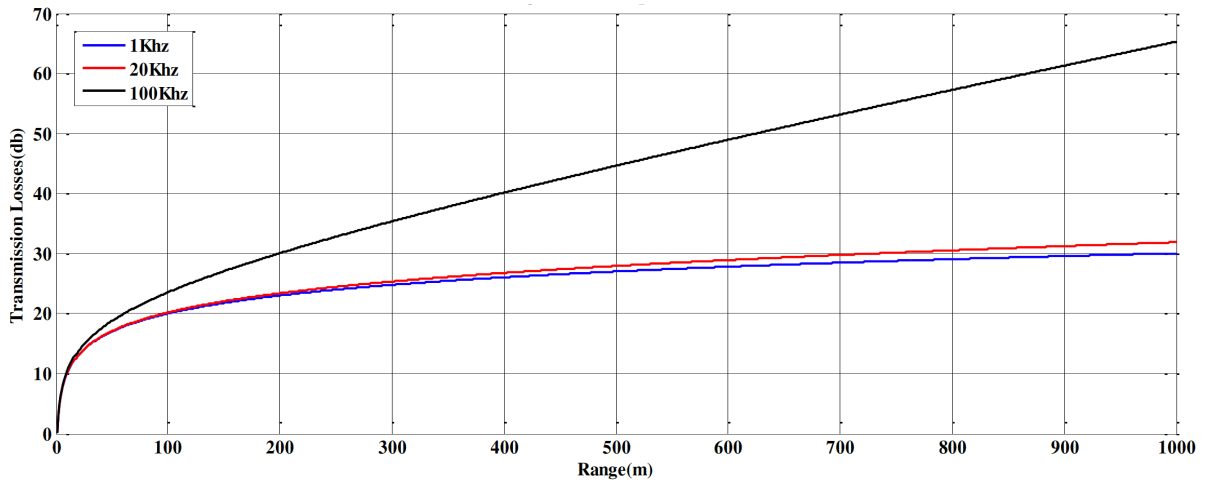


Figure 2-2. Atténuation linéique $A(r, f)_{dB}$ de l'onde acoustique en fonction de la distance pour une fréquence de 1kHz (en bleu), 20kHz (en rouge) et 100kHz (en noir)

2.3.2.2.2 Autres phénomènes

Chaque composante de l'onde acoustique, lors de sa propagation, subit de nombreuses transformations en interagissant avec le milieu telles que des atténuations, des réflexions, des diffractions et autres distorsions :

- a) *Diversité des trajets (Multitpath)* : En raison des gradients des différentes propriétés du milieu et de la célérité du son, les composantes du champ acoustique suivent des trajets différents. Ces chemins induisent sur chacune de ces composantes des déphasages et des délais de propagation distincts engendrés par les diffractions et leurs géométries respectives.
- b) *Effet Doppler* : À ces phénomènes viennent en plus s'ajouter les perturbations engendrées par effet Doppler si les transducteurs sont en mouvement comme dans le cas d'utilisation de drones et autres systèmes de télémétrie mobiles. Il introduit des décalages de fréquences qui peuvent considérablement altérer les signaux acoustiques modulés.

On définit alors la réponse impulsionnelle du canal de transmission avec la relation suivante :

$$h(\tau, t) = \sum_p A_p(t) \cdot \delta_p(\tau - \tau_p(t)) , \quad (2.20)$$

où $A_p(t)$ est l'amplitude de l'onde sur le trajet, $\tau_p(t)$, est le délai de traversée du chemin tout deux dépendants du temps et $\delta_p(t)$ la réponse impulsionnelle du chemin correspondant. Ces deux effets combinés compliquent considérablement les mécanismes de réception et de décodage de l'information et dégradent la capacité du canal. Le modèle statistique du canal de transmission [55] [56] peut donc être décrit comme une fonction de transfert résultant d'une combinaison linéaire de filtres acoustiques passe-bas respectivement associés aux chemins de propagations bruités suivis par chacune des composantes de l'onde acoustique.

2.3.2.3 Bruits dans le canal de transmission acoustique

A cette atténuation s'ajoute l'effet du *bruit* présent dans le canal. Le bruit dans un canal acoustique provient de plusieurs sources :

- *les sources de bruit ambiant*, engendrent souvent un bruit gaussien, présentes partout, même en eau calme et profonde. Ces sources de bruit sont produites par les activités de surface d'origine humaine comme le trafic maritime moyen mondial et les conditions météorologiques telles les vagues ou le vent ;
- *les sources de bruit spécifique naturelles*, sont liées aux particularités locales d'un site de déploiement. Leurs spectres sont rarement gaussiens et contiennent souvent des raies aléatoirement réparties. Ces sources sont d'origines diverses, tels les craquements d'iceberg dans les hautes latitudes ou les bancs de krills dans les eaux plus chaudes ;
- *les sources de bruit spécifique anthropogénique*, sont engendrées par les activités humaines particulières d'un site de déploiement. Ces bruits présentent également un spectre rarement gaussien, comprenant des fréquences caractéristiques aléatoirement répartis. Ils nécessitent une étude particulière sur chaque site pour être évalués. Leurs caractéristiques peuvent parfois permettre de les associer systématiquement à certains types d'activités comme la présence de plongeurs sur les sites touristiques ou des forages sur les sites pétroliers.

La Figure 2-3(a) répertorie, en bleu, la densité spectrale d'énergie des principales sources de bruits ambiants sous-marins en précisant leur nature. Les autres couleurs permettent d'identifier les plages de fréquences et le niveau de bruit engendré par quelques animaux marins. La Figure 2-3(b) caractérise les bandes de fréquences acoustiques utilisées par la faune la plus sensible [35] [57].

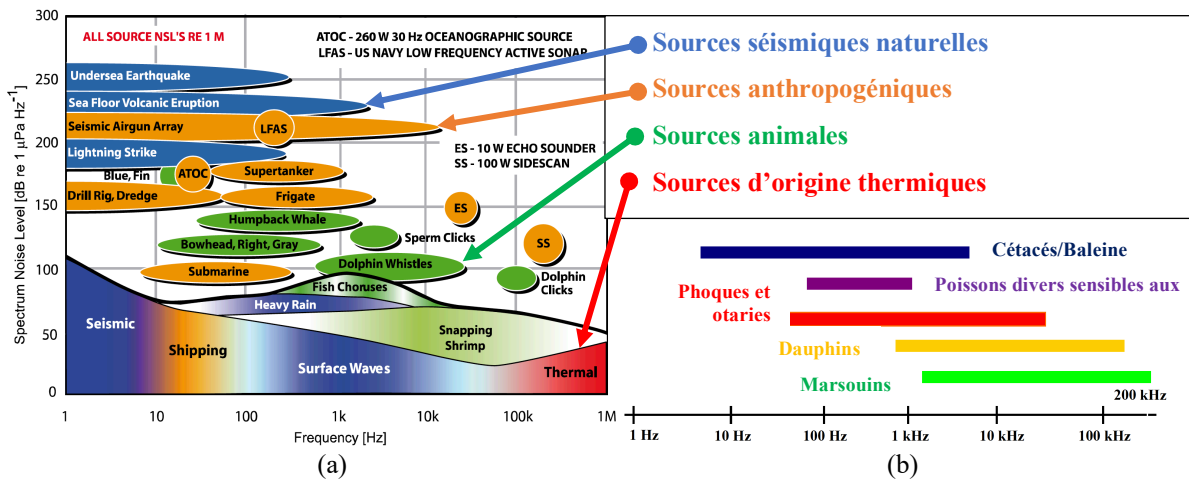


Figure 2-3. (a) Niveau des densités spectrales des sources de bruits acoustiques répertoriées par catégories (b) Bandes de fréquences utilisées par les différentes espèces sensibles aux sons.

Les mesures montrent que la densité spectrale de puissance de bruit, représentée sur la figure 2-4(b) décroît d'environ 18dB/décade pour atteindre un minimum au voisinage de 40kHz pour remonter avec une pente opposée à partir de 60kHz. La densité spectrale de puissance du

bruit permet d'établir le rapport signal sur bruit en fonction de la distance à l'aide de l'équation suivante :

$$SNR(r, f) = \frac{S(r, f)}{A(r, f).N(f)} , \quad \text{en dB} \quad (2.21)$$

où $S(r, f)$ est la densité spectrale de puissance du signal transmis et $N(f)$ la densité spectrale puissance du bruit.

La Figure 2-4(c) montre que la largeur de la bande passante à -3dB décroît avec la distance. Pour les grandes distances (de l'ordre de 100km), la bande passante utile est principalement limitée par le bruit, limitant donc le débit binaire. Inversement, pour des distances de l'ordre du kilomètre, cette bande passante s'étend sur une vingtaine de kilohertz autorisant des débits supérieurs. On déduit directement de l'expression de $SNR(r, f)$, la capacité C du canal à l'aide de l'équation de Shannon [54].

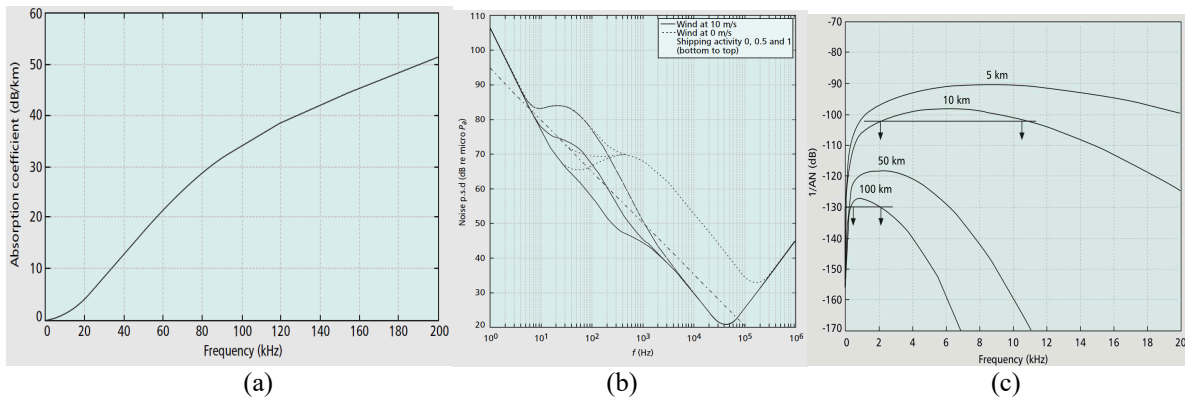


Figure 2-4. (a) Coefficient d'absorption $10 \log \alpha(f)$ en dB/km, (b) Densité de spectrale de puissance du bruit en dB- μ Pa dans plusieurs configurations de vent et de trafic maritime de surface (c) Bande de fréquence à -3dB (courbe de $\frac{1}{(A(r, f).N(f))}$) pour différentes distances.

2.3.3 Principes des systèmes de communications acoustiques sous-marins

2.3.3.1 Transducteurs acoustiques

Les transducteurs acoustiques piézoélectriques actuels, illustrés sur la figure 2-5(c), sont réversibles, il est donc possible de les utiliser aussi bien à l'émission qu'à la réception. Toutefois, pour des raisons de puissance et de sensibilité on distingue les projecteurs destinés à émettre de forte puissance acoustique, des hydrophones, plus sensibles utilisés en réception.

Les émetteurs ou projecteurs, dont la technologie la plus répandue correspond à l'architecture Tonpiliz, représentée sur la figure 2-5(a), sont capables de d'émettre des signaux de plusieurs centaines de Watts. Leur modèle électrique équivalent (cf. figure 2-5(b)) fait apparaître des circuits résonnants série et parallèle, imposant des bandes de fréquences de fonctionnement limitées [49] [58].

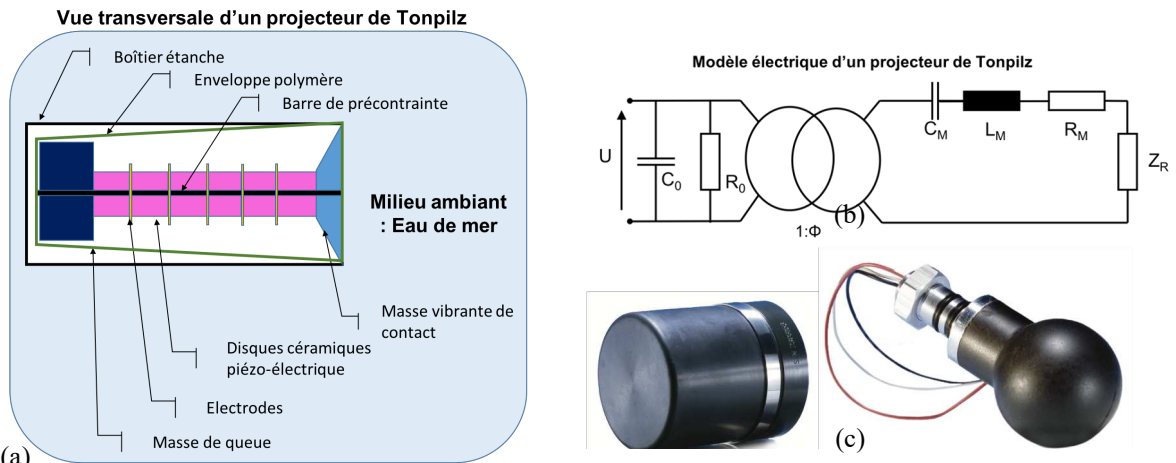


Figure 2-5. (a) Vue transversale d'un projecteur de Tonpilz, (b) Modèle électrique équivalent d'un transducteur piézoélectrique, (c) Exemples de transducteurs commerciaux, à gauche, un projecteur Tonpilz ; à droite, un hydrophone piézoélectrique omnidirectionnel (source : RESON/TELEDYNE Marine).

Le projecteur se caractérise par son diagramme de rayonnement et sa puissance d'émission (cf. Figure 2-6). Elle se mesure en $\text{dB}_{\mu\text{Pa}/\text{V}}$ et sa valeur est donnée à une distance de 1m du transducteur.

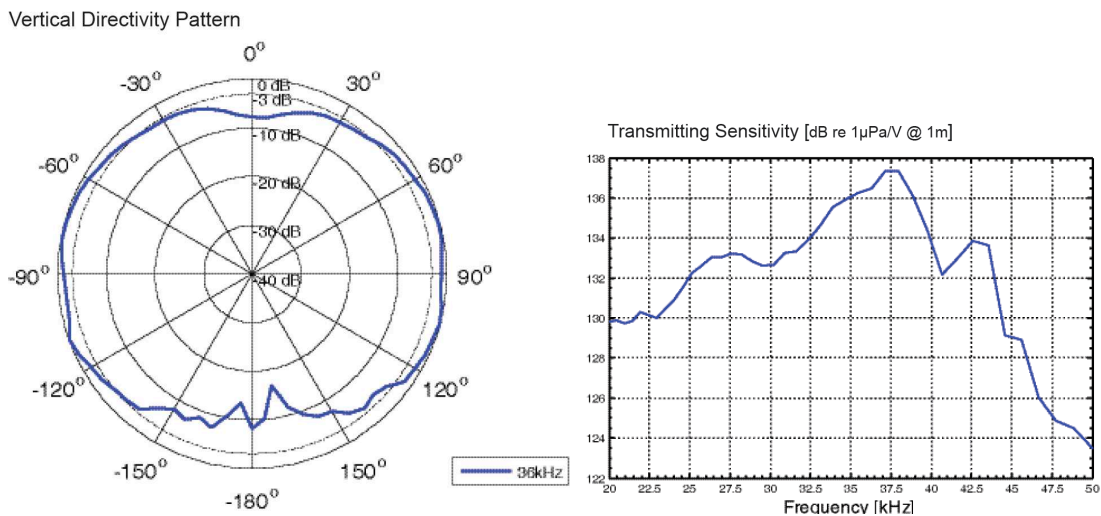


Figure 2-6. Exemples de diagramme de sensibilité d'émission et de rayonnement de projecteurs acoustiques (source : RESON/TELEDYNE Marine)

Les hydrophones, quant à eux, utilisent aussi principalement des résonateurs piézoélectriques, ayant des sensibilités de réception de l'ordre de $-180\text{dB}_{\text{V}/\mu\text{Pa}}$ ¹⁴. Un exemple de caractéristiques de tels hydrophones est donné en figure 2-7.

¹⁴ En rapport à une source isotrope de puissance de 1W acoustique située à une distance de 1m rayonnant une intensité acoustique de $0,0796\text{W}/\text{m}^2$.

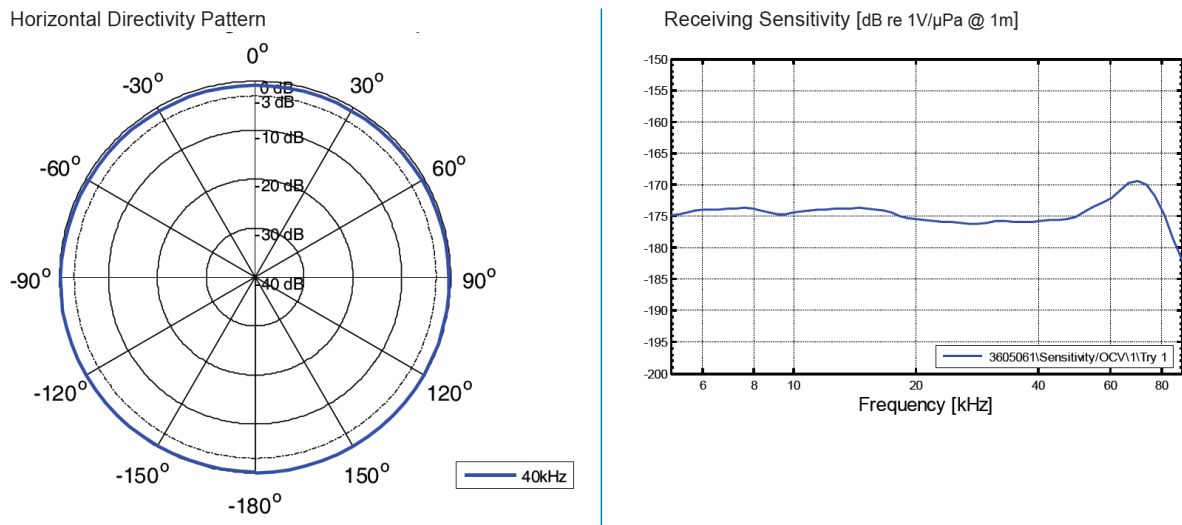


Figure 2-7. Exemple de diagramme de rayonnement et de sensibilité de réception d'un hydrophone piézoélectrique omnidirectionnel (source : RESON/TELEDYNE Marine)

L'association de plusieurs transducteurs répartis spatialement permet de construire des champs acoustiques adaptés aux besoins, en utilisant les techniques de formation de faisceaux ou beamforming souvent associés à des méthodes de modulation à porteuses multiples tels que l'OFDM¹⁵ [59] [60].

2.3.3.2 Techniques et intégration des systèmes de transmissions acoustiques

Le système de transmission doit s'intégrer dans un produit fini, qui est encapsulé dans un boîtier étanche. Bien que robustes, ces transducteurs présentent des dysfonctionnements lorsqu'ils sont soumis à des forces de pressions de l'ordre de grandeur de celles qu'ils produisent. Ils doivent donc être disposés dans un lieu dégagé pour éviter les surfaces de réflexions et les chocs mécaniques. Les bandes passantes des étages de puissance de l'émetteur, celle du projecteur et du récepteur doivent être compatibles, afin d'optimiser la bande passante totale du système. De par leur nature, les transducteurs piézoélectriques présentent des bandes étroites. Afin d'augmenter le débit, le choix de la méthode de modulation et les puissances mises en jeu sont soigneusement choisies pour assurer le fonctionnement optimal le plus durablement possible.

2.3.3.3 Méthodes de modulation optimales

Pour une bande de fréquence donnée, c'est l'efficacité spectrale de modulation, qui permet de caractériser le débit binaire en bit par seconde et par hertz (b/s/Hz) qu'il s'agit d'optimiser.

¹⁵ OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing

Les modulations différentielles de phases (m-DPSK¹⁶) pour les transmissions acoustiques sous-marines présentent un excellent compromis entre efficacité spectrale et taux d'erreur binaire [61] [62]. Pour les grandes distances ces schémas de modulation sont donc privilégiés.

Lorsque la distance diminue, la bande passante exploitable augmente et autorise l'utilisation des méthodes à étalement de spectres ou de modulation à porteuses multiples [7] [63] [64] [65]. La modulation par répartition sur de multiples sous-porteuses de fréquence orthogonales ou OFDM est particulièrement efficace. Dans ce cas, c'est la régularité de la réponse fréquentielle et la largeur de la bande passante des transducteurs qui limite l'efficacité spectrale. En effet, les porteuses ou sous-porteuses doivent être émises à puissance égale et avec un déphasage relatif faible au voisinage de chaque sous-porteuse.

Cette augmentation de bande passante engendre une diversité des chemins pris par les composantes du champ acoustique. Les délais de propagation des différentes porteuses introduisent des décalages temporels et des déphasages fréquentiels. Afin d'atténuer ces effets, on utilise des réseaux d'antennes et des techniques de multiplexage spatial [59] [66]. L'efficacité spectrale peut varier de 1 à 3,6 b/s/Hz pour les méthodes les plus performantes comme le schéma de modulation OFDM 16-QAM couplée à la technique MIMO (4TX x 12RX). Une telle modulation a permis de réaliser une transmission sous-marine de 1 km (avec un BER de l'ordre de 10^{-2}) à la fréquence centrale d'émission de 11kHz avec une bande passante de 5kHz [59] [67].

2.3.3.4 Performances des transmissions acoustiques sous-marines

Afin d'évaluer cette méthode de transmission et de la comparer aux autres, il est nécessaire de rechercher et de caractériser dans l'état de l'art, un point de fonctionnement se rapprochant au mieux de nos objectifs opérationnels. Ce point de fonctionnement se caractérise par une fréquence centrale de modulation, une bande passante, un débit et une portée atteignable pour une puissance moyenne d'émission n'excédant pas 10W.

Pour des distances de l'ordre du kilomètre, le débit peut atteindre 20kbps en utilisant des techniques de modulation MIMO-OFDM avec des fréquences centrales de l'ordre de 35kHz et des bandes passantes d'environ 10kHz [59] [62]. A l'aide de ces techniques de transmission et de modulation, il est possible de se rapprocher des performances correspondantes aux objectifs opérationnels de notre application ainsi que le montrent les résultats d'expériences réalisées par l'équipe du MIT [59]. En effet, les débits obtenus sont voisins de 80kbps, pour des fréquences centrales de l'ordre de 110kHz et avec une bande passante d'environ 80kHz en utilisant une modulation 8-PSK/OFDM / SISO. Dans ces conditions, des flux vidéos au format QCIF à 30fps [10] ont été transmis à 64kbps sur une distance d'environ 200m avec une BER inférieure à 10^{-3} . En piscine, des débits de l'ordre du Mbps auraient même été atteints sur des distances 20m permettant de transmettre un flux vidéo VGA à 12fps [68].

¹⁶ DPSK : Differential Phase Shift Keying

Au vu de ces expériences, nous choisissons donc d'évaluer cette méthode de transmission au voisinage d'un point de fonctionnement ayant une fréquence centrale de 80kHz, une bande passante de 100kHz, une portée de 200m et un débit de 80kbps.

Nous cherchons maintenant à évaluer l'impact environnemental d'une installation utilisant cette technique de transmission qui fonctionnerait dans une telle configuration. Nous constatons que les systèmes de transmissions acoustiques, qui utilisent majoritairement la plage de fréquence comprise entre 1kHz et 150kHz, provoquent potentiellement une gêne pour les animaux marins. A ces fréquences, les transducteurs peuvent fournir des pressions d'émission de 140dB_{μPa}@1m, soit des niveaux jusqu'à 60dB_{μPa}@1m (>1000 fois) plus élevés que les niveaux naturellement produits par certaines espèces (dauphins et marsouins) et donc peuvent sérieusement perturber leur comportement, voire menacer leurs vies [40] [69] [70].

En appliquant le formalisme et les critères de comparaison que nous avons explicitée au paragraphe 2.1, nous pouvons évaluer cette méthode en remplissant le tableau 2-2 qui détaille les performances des systèmes de transmissions acoustiques et la manière dont elles sont calculées.

TABLEAU 2-2. EVALUATION DES MEILLEURES PERFORMANCES D'UNE TRANSMISSION DE DONNEE SOUS-MARINE ACOUSTIQUE

<i>Principe et évaluation du calcul de la valeur du critère</i>	<i>Critère</i>	<i>Valeur</i>
Facteur de dispersion $\kappa=1,5$ à $f_{\max}=150\text{kHz}$, $10 \log \alpha(f) = 40\text{dB/km}$, pour $A_{dB}(r, f) = 100\text{dB}$	r(m)	200
D'après [10] et [59], pour une fréquence centrale de 110kHz avec une bande passante de 100kHz à 200m on obtient un Débit de l'ordre de 80 kbps	D(b/s)	80.10⁴
Bande passante relative : 80kHz/110kHz	I_{FC}^{BP} (%)	70
Efficacité de déploiement : $I_C^{dep} = \frac{D}{1+S_p^{dep} \cdot S_O^{dep} \cdot S_{MTBF}^{dep}} = \frac{10^5}{1+0,1.297.0,1} = 25188$	I_C^{dep} (b/s/UC)	25188
Compatibilité environnementale : $I_{Risk}^{Env} = \frac{1}{N \cdot S_T^{Risk} \cdot S_F^{Risk} \cdot S_P^{Risk}} = \frac{1}{4,3,50,1,0,1} \approx 0,0143$	I_R^{Env}	0,0143
Efficacité avec une modulation OFDM à 8PSK	SE(b/s/Hz)	2,5
Les variations de pressions affectent la propagation de l'onde, Les chocs, l'ensevelissement et les développements de coquillages perturbent les transducteurs qui doivent être remplacés. La sensibilité du coût de déploiement à la pression est donc élevée et peut être évaluée comme étant inversement proportionnelle à des pressions de l'ordre de grandeur de celles qu'ils délivrent (140dB _{μPa} /1m), soit environ 10 ⁷ μPa=10Pa=10N/m ² : $S_p^{dep} = \frac{1}{10}$	S_p^{dep} (UC. m²/N)	0,1

2 - Communications sans-fil en milieu sous-marin

<p>La longueur d'onde acoustique pour $f=100\text{kHz}$ est de l'ordre de $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{1500}{10^5} = 15\text{mm}$. Un objet cubique de côté de longueur $10 \cdot \lambda$ absorbant le son et obstruant le transducteur, empêcherait une grande partie de l'onde acoustique de se propager, nécessitant à maxima une intervention sur site et à minima une baisse du débit. Ainsi la sensibilité maximum du coût de déploiement aux obstacles est donc inversement proportionnelle au volume engendré par un cube équivalent ayant un côté de longueur égale à 10 fois la longueur d'onde caractéristique utilisée : $S_o^{dep} = \frac{1}{(10 \cdot 0.015)^3} \approx 297 \text{ UC/m}^3$</p>	$S_o^{dep}(\text{UC/m}^3)$	297
<p>L'intervalle de temps entre deux interventions de maintenance est essentiellement fixé par les besoins énergétiques des capteurs autonomes, qui doivent être réapprovisionnés en énergie. Classiquement les puissances émises pour ce type d'application sont de l'ordre de 20dB [67], soit environ 100W auxquels s'ajoutent environ 20W pour intégrer les différents rendements et fonctions électroniques annexes. Cette puissance est dissipée toute la durée des transmissions. Pour une heure de diffusion, l'énergie dissipée est de l'ordre de 120Wh, ce qui impose une batterie de 1,2kWh pour 10h de fonctionnement, soit typiquement une batterie GEL de 100Ah/12V, difficile à transporter et coûteuse :</p> $S_{MTBF}^{dep} = \frac{1}{10} = 0,1 \text{ UC/h}$	$S_{MTBF}^{dep}(\text{UC/h})$	0,1
<p>Les dauphins et les marsouins seraient les plus exposés à ces fréquences [35] [57]. La pression acoustique émise est de l'ordre de 140dB_{μPa}@1m à comparer à celle des cliquetis émis par les dauphins de l'ordre de 80dB_{μPa}@1m, impliquant donc des sensibilités de perception des animaux bien plus faibles (de l'ordre de 40dB_{μPa}@1m inférieurs). L'écart de puissance acoustique entre la puissance émise et la sensibilité des animaux est de l'ordre de 50dB, soit, $S_p^{Risk} = 70 - 20 = 50$</p>	S_p^{Risk}	50
<p>La bande de fréquence utilisée par la méthode de transmission s'étend de 70kHz à 130kHz. La bande de fréquence utilisée par les dauphins pour leurs cliquetis et par les marsouins s'étend 70kHz à 130kHz, ainsi la différence de recouvrement en fréquence est nulle car l'intégralité des fréquences émises couvre le spectre de sensibilité de la faune sensible. $S_F^{Risk} = \frac{1}{\frac{130-70}{130-70}}$</p>	S_F^{Risk}	1
<p>Pour des applications de télémétrie, la durée d'émission nécessaire à la transmission de mesures est faible mais leur fréquence doit être élevée. Pour des applications de vidéo-inspection ou de surveillance, la durée d'émission d'une séquence est élevée mais peut être déclenchée sur demande ou à la détection d'un événement particulier (levée de doute). Ainsi la durée cumulée d'émission T_e est relativement faible mais dépend du centre d'intérêt. Le temps de présence T_p des animaux concernés dans ces zones de risques (1km² maximum) est fugace car d'une part, leur terrain de chasse est vaste comparativement et d'autre part, leur vitesse de déplacement est relativement rapide (de l'ordre de 40km/h). En supposant que le risque soit maximum, c'est-à-dire que le centre d'intérêt soit les animaux eux-mêmes, nous considérerons ici que $S_T^{Risk} = \frac{T_e}{T_p} = 0,1$</p>	S_T^{Risk}	0,1
<p>Le nombre d'espèces répertoriées sensibles à cette bande de fréquence est d'environ 40 en supposant que 10% d'entre elles soient simultanément sur cette surface. $N=4$</p>	N	4

2.4 Méthodes optiques

2.4.1 Introduction

Les techniques de communications optiques sous-marines (UOWC¹⁷) sont relativement récentes et présentent de nombreux avantages [13]. Elles représentent une excellente alternative pour la transmission de données à débit élevé sur de courtes et moyennes distances. C'est dans les années 1990 [71] que les premières expérimentations exploitent la bande passante importante des liaisons optiques sous-marines pour atteindre des débits de l'ordre de 50Mbps. Actuellement les liaisons optiques permettent d'atteindre un débit de 14Gbps sur des courtes distances (de l'ordre du mètre) [14].

2.4.2 Principe physique et propagation d'une onde lumineuse en milieu sous-marin

Dans l'eau, la lumière se propage 200 000 fois plus rapidement que le son. Ces ondes électromagnétiques de très hautes fréquences (10^{14} Hz) offrent des bandes passantes très larges (de l'ordre de la 100GHz) permettant des modulations à débits élevés. Ces deux propriétés expliquent l'essentiel du succès des méthodes optiques de transmissions de données. Les rayons lumineux sont atténués en fonction de leur fréquence et de la turbidité de l'eau de mer. En eau claire, les longueurs d'ondes voisines de 460nm (bleu) présentent un minimum d'atténuation tandis que les eaux côtières, plus polluées, favorisent les couleurs plus chaudes (vert) dont les longueurs d'ondes se rapprochent de 540nm [14] [72] [73].

2.4.2.1 Propagation des ondes lumineuses

La propagation des signaux optiques est régie par les lois de l'électromagnétisme appliquée aux très hautes fréquences. Les ondes lumineuses sont alors modélisées par des flux de photons dont le comportement est décrit par la physique statistique. Cette approche permet d'utiliser des outils et méthodes de simulation numérique, telle que l'analyse de Monte-Carlo, pour estimer la répartition spatiale des photons sur le trajet d'un faisceau lumineux [74] [75]. Dans l'eau, ces faisceaux lumineux subissent trois grands phénomènes qu'il s'agit de caractériser, l'absorption, la diffusion et les turbulences optiques.

La loi de Beer [76], décrit la décroissance exponentielle de puissance d'un faisceau lumineux se propageant dans l'eau à l'aide du coefficient d'extinction $c(\lambda)$, cumulant les effets d'absorption $a(\lambda)$ et de diffusion $b(\lambda)$. La puissance P ou l'intensité I d'une onde monochromatique à une distance r d'une source de puissance P_0 (respectivement d'intensité I_0) peut alors être exprimée par l'expression suivante :

¹⁷ UOWC : Underwater Optical Wireless Communications

$$\begin{cases} P(r) = P_0 \cdot e^{-c(\lambda) \cdot r} \\ \text{ou} \\ I(r) = I_0 \cdot e^{-c(\lambda) \cdot r} \end{cases} \quad (2.22)$$

avec $c(\lambda) = a(\lambda) + b(\lambda)$

$a(\lambda)$ (exprimé en m^{-1}) est le coefficient d'absorption, qui est une conséquence de la perte de l'énergie des photons qui interagissent avec les molécules de l'eau et les autres éléments chimiques. Ces interactions agissent sur les moments magnétiques et de polarisation des molécules et entraînent une dissipation d'énergie sous forme thermique dans le milieu. La figure 2-8(a) représente l'évolution de ce coefficient d'absorption en fonction de la longueur d'onde, tandis que la figure 2-8(b) permet d'évaluer l'atténuation en fonction de la distance de transmission pour différentes longueurs d'ondes (en eau claire).

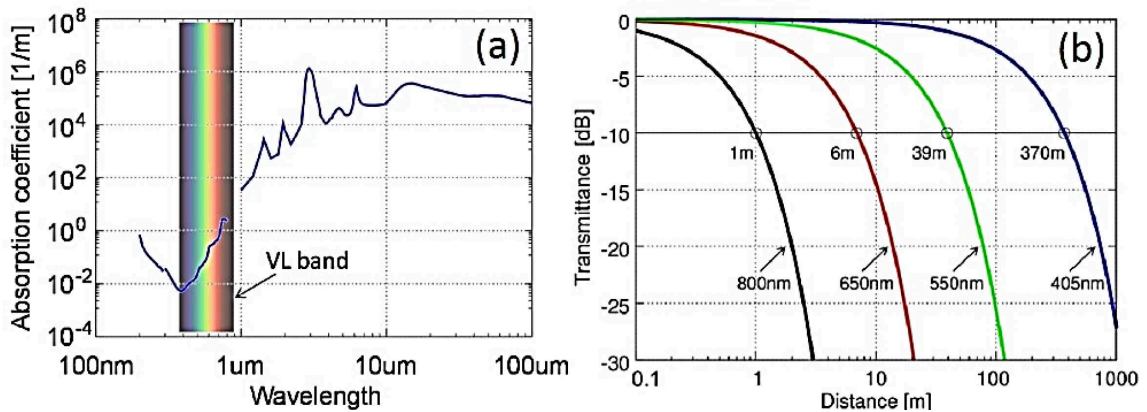


Figure 2-8. (a) Coefficient d'absorption en fonction de la longueur d'onde (b) Atténuation en fonction de la distance de transmission en ne tenant compte que du coefficient d'absorption en eau claire pour différentes longueurs d'ondes (Source : Optical Society of America – Copyright 2015)

Le coefficient $b(\lambda)$ (exprimé en m^{-1}), quant à lui est lié aux phénomènes de *diffusion*. La *diffusion*, caractérise le changement de la direction de propagation lorsqu'un photon interagit avec une particule en suspension dans l'eau. Cette diffusion résulte donc d'effets locaux de réflexions des photons.

En plus des molécules constitutives de l'eau (H_2O), certaines particules en suspension affectent particulièrement le coefficient d'extinction $c(\lambda)$. Les principaux éléments perturbateurs sont i) les composés minéraux tels que les sels ($NaCl$, $MgCl_2$...), le sable, les oxydes métalliques, ou ii) les matières organiques colorées dissoutes (virus, bactéries...) et plus particulièrement les phytoplanctons. Ces derniers composés organiques contiennent de la chlorophylle-A, dont les pigments absorbent particulièrement les composantes bleues et rouges du spectre chromatique, qui correspondent aux longueurs d'ondes utilisées. Le graphique de la figure 2-9 représente l'évolution du coefficient d'extinction et de ses composantes, atténuation et diffusion, pour deux concentrations différentes de chlorophylles-A.

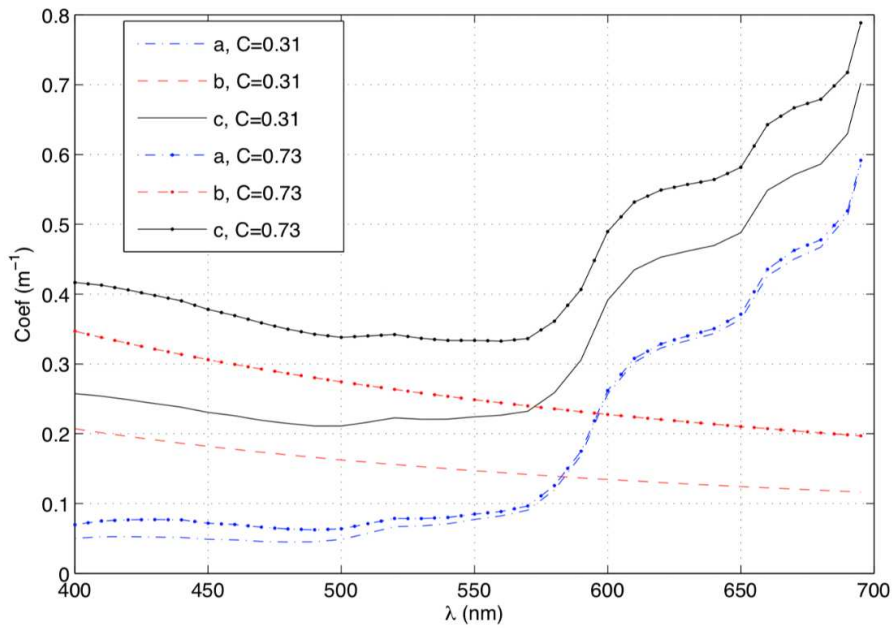


Figure 2-9. Coefficients d'absorption $a(\lambda)$, de diffusion $b(\lambda)$ et d'extinction $c(\lambda)$, pour différentes concentrations de Chlorophylle-A(mg/m^3) [74]

Le coefficient d'extinction linéique $c(\lambda)$ varie généralement de 0,1 en eau claire à 2,5 dans les eaux des ports particulièrement polluées aux longueurs d'ondes voisines de 500nm [74]. Il est d'usage de classer la qualité des eaux de mer en quatre grandes catégories :

- les eaux en mer profonde, très pure, d'un bleu cobalt qui présentent une forte absorption et un faible coefficient de diffusion ($c \approx 0,05$) ;
- les eaux claires, qui présentent une diffusion importante en raison de la présence de nombreuses particules dissolues ($c \approx 0,15$) ;
- les eaux côtières, avec une absorption et une diffusion moyenne en raison de la présence de plancton et d'organismes biologiques ($c \approx 0,30$) ;
- les eaux polluées de ports, qui sont très contraignantes pour les propagations optiques en raison de la forte concentration de matériaux dissous et en suspension ($c \approx 2,17$).

2.4.2.2 Comportement du canal de transmission optique

Les performances du canal de transmission optique font intervenir les caractéristiques de propagation intrinsèques du milieu, les sources de bruits mais également les propriétés des transducteurs et leur alignement les uns par rapport aux autres.

2.4.2.2.1 Atténuation dans le canal de transmission optique

L'atténuation du canal de transmission optique est caractérisée par la fonction $L_\omega(y, r)$ qui tient compte de l'ensemble des pertes intrinsèques du milieu et des erreurs d'alignement des transducteurs. Il s'exprime classiquement [13] par :

$$L_\omega(y, r) = \eta_R \cdot \eta_T \cdot f_I(I(r)) \cdot e^{\frac{-c(\lambda) \cdot r}{\cos \theta}} \cdot \frac{\cos \theta}{2 \cdot \pi \cdot y^2 (1 - \cos \theta_b)}, \quad (2.23)$$

où y représente le décalage radial par rapport à l'axe central du faisceau lumineux émis, η_T et η_R sont respectivement les efficacités optiques des émetteurs et des récepteurs, θ l'angle formé entre l'axe de sensibilité maximum du récepteur et l'axe central du faisceau incident, tandis que θ_b est l'angle de divergence du faisceau. Enfin, $f_I(I(r))$ est le coefficient de turbulence optique que nous expliciterons dans la suite. La figure 2-10 illustre l'évolution de $L_\omega(y, r)$ en fonction du coefficient d'extinction représentatif des 4 catégories de qualité d'eau [74]. On constate que l'atténuation est très dépendante de la qualité de l'eau mais également sensible aux ouvertures optiques des photorécepteurs. D'autre part, la distance de transmission varie énormément avec la longueur d'onde dans la bande 400-700nm.

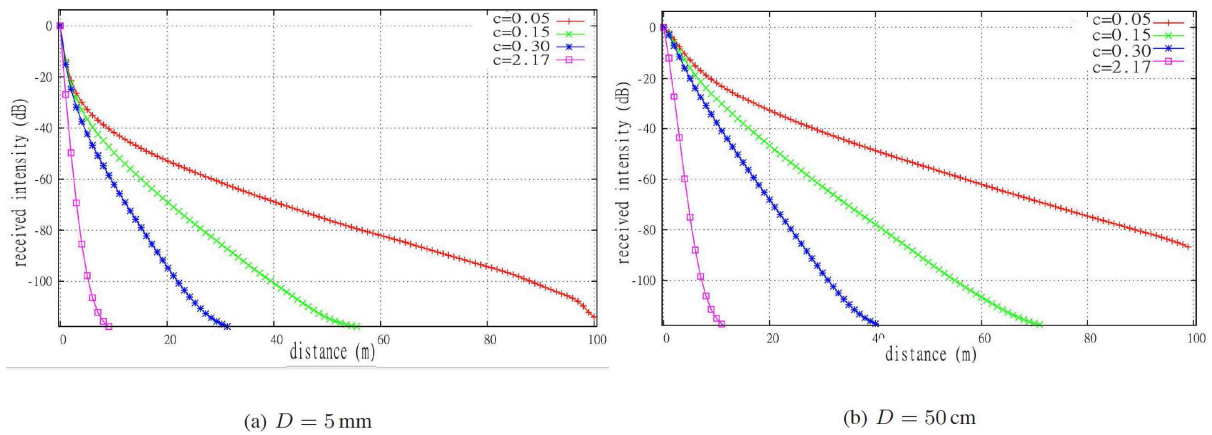


Figure 2-10. Exemples d'atténuation de l'intensité lumineuse en fonction de la distance pour un faisceau optique de 3mm de diamètre avec une divergence de 20° et une longueur d'onde de 532nm pour différents coefficients d'extinction c . Figure (a) pour une ouverture de 5mm et Figure (b) pour une ouverture de 50cm [74].

2.4.2.2.2 Autres phénomènes

Les turbulences optiques et turbulences océaniques, sont liées aux variations de l'index de réfraction engendrées par les fluctuations de température et de salinité qui modifient entre autres la masse volumique, la conductivité et par conséquent la permittivité électrique équivalente du milieu. Ces effets cumulés engendrent une dispersion en fréquence des composantes du signal optique et par conséquent un étalement de son spectre chromatique [76]. Pour modéliser l'effet de ce phénomène de propagation, le faisceau optique est modélisé par une fonction géométrique gaussienne qui caractérise la répartition spatiale de son intensité lumineuse [13] [78] [79]. Cette approche permet de construire un coefficient multiplicatif correctif $f_I(I(r))$ qui s'applique à l'intensité lumineuse reçue permettant d'introduire les effets de la décoloration liés à une faible turbulence optique [80]. Dans la pratique, les longueurs d'ondes utilisées dans les transmissions optiques sous-marines (400-700nm) sont peu sensibles au phénomène de turbulence optique. Aussi, ce phénomène est souvent négligé pour des distances inférieures à 10m [81] ($f_I(I(r)) \approx 1$).

Compte tenu de leur vitesse de propagation et des bandes étroites utilisées, les ondes lumineuses utilisées présentent i) des délais de propagation très faible et donc les trajets multiples ont des conséquences négligeables au regard des rapidités de modulation utilisées ;

ii) une quasi-insensibilité à l'effet Doppler lorsque les transducteurs sont en mouvement relatifs.

2.4.2.3 Bruits dans le canal de transmission optique

Les bruits dans le canal optique sont fortement dépendants de la longueur d'onde utilisée et de la zone géographique. De manière générale les eaux profondes sont moins bruitées que les eaux de surface. La plupart des bruits optiques sont décrits à l'aide de spectres continus d'enveloppe gaussiennes. On distingue principalement trois sources de bruit [82] :

- *les sources de bruits de fonds diffus et étendus*, prédominantes dans les eaux profondes, ces bruits optiques sont engendrés par la bioluminescence et les rayonnements de corps noirs. La densité spectrale de puissance de l'activité bioluminescente est centrée dans la région des couleurs vert/bleu ;
- *les sources de bruits d'origine stellaire*, engendrés par le soleil et d'autres sources ponctuelles, particulièrement dans la zone euphotique¹⁸. La puissance émanant du soleil reçue par le photorécepteur est proportionnelle à la bande passante optique du photorécepteur (Δ_λ) mais décroît avec la profondeur [82] ;
- *les sources de lumières diffuses anthropogéniques*, engendrent des bruits qui sont réceptionnés par les photorécepteurs, et qui proviennent d'activités humaines diverses.

Une expression générale du rapport signal sur bruit optique dans un canal sous-marin est proposée dans [83]. Elle est issue de mesures, sur différents sites, réalisées à la longueur d'onde de 532nm. Dans la pratique, on constate que c'est essentiellement le bruit émanant du soleil qui est pris en considération dans la transmission optique. On peut donc approximer le rapport signal sur bruit du canal optique comme suit :

$$SNR(h, y, r) = \frac{P(y, r)}{P_{sols} \cdot \Delta_\lambda \cdot e^{-K \cdot h}} \quad (2.24)$$

Qui s'exprime aussi en décibels par :

$$SNR_{dB}(h, y, r) = 10 \cdot \log(P(y, r)) - 10 \log(P_{sols} \cdot \Delta_\lambda) + K_{10} \cdot h, \quad (2.25)$$

où P_{sols} est une puissance solaire de référence dépendante du site géographique, Δ_λ la bande passante optique du photorécepteur, K_{10} une constante positive et h , la profondeur. Ainsi, en première approximation, dans les zones euphotiques, le rapport signal sur bruit $SNR_{dB}(h, y, r)$ croît linéairement avec la profondeur, augmentant ainsi la capacité C du canal de transmission.

¹⁸ Zones euphotiques : zones aquatiques allant de la surface à quelques dizaines de mètres de profondeur où la photosynthèse peut se produire.

2.4.3 Principes des systèmes de communications optiques

2.4.3.1 Transducteurs optiques

Les transducteurs optiques marins ont profité largement des progrès de l'optronique classique. Aussi, une large variété d'émetteurs et de récepteurs dans la bande 400-700nm est disponible. On distingue les photoémetteurs, essentiellement réalisés avec des technologies LED et LASER, des récepteurs utilisant majoritairement des photodiodes ou des photomultiplicateurs. Les auteurs de [82] et [84] ont répertorié les avantages et inconvénients des principaux photoémetteurs et photorécepteurs.

Les photoémetteurs disponibles offrent des puissances d'émission allant de 10mW à 10W et autorisent des rapidités de modulation très élevées permettant d'atteindre des débits binaires de l'ordre de 1 Gbps à 10 Gbps. Les LEDs vert/bleu (cf. Figure 2-11(d)) présentent des ouvertures angulaires assez larges de 10° à 60° et un étalement dans le spectre optique relativement important de l'ordre de 25-100nm. Elles sont robustes et faciles à associer en réseau, favorisant ainsi leur utilisation pour les communications à faible distance dans des environnements agités. De manière générale les LASER à semi-conducteur (InGaN¹⁹ et GaN) (cf. Figure 2-11(e)) délivrent des faisceaux quasi-monochromatiques sur des ouvertures angulaires n'excédant pas 5°. Ils sont très performants car compacts, robustes et émettent des puissances de l'ordre de 100 à 200mW dans les longueurs d'ondes allant de 400 à 500nm. De plus fortes puissances sont obtenues au prix d'une sensibilité mécanique et de coût accrus accompagnés de difficultés de modulation ou de déploiement. Les LASERs, de par leur forte puissance et leur directivité, sont optimaux pour une utilisation longue portée (>100m) en eaux calmes et profondes.

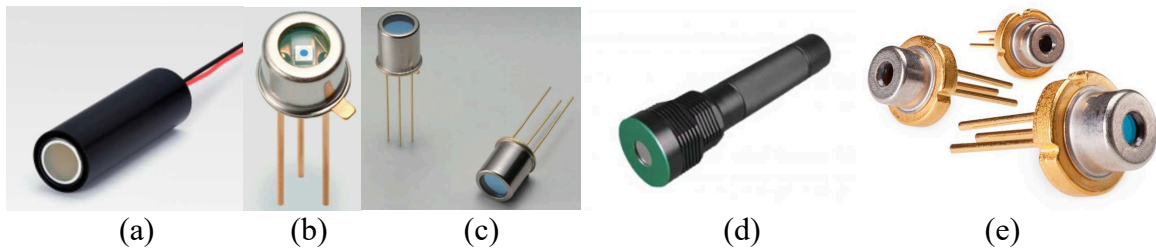


Figure 2-11. Exemples de photo détecteurs et photoémetteurs : (a) PMT 520nm (b) Diodes à avalanches APD 520nm (c) diode PIN 520nm (d) LED encapsulée 520nm (e) Diodes LASER InGaN 520nm.

En ce qui concerne les photorécepteurs, on utilise pour les transmissions moyennes et longues portées, les PMT²⁰ (cf. Figure 2-11(a)), qui sont des tubes à vide extrêmement sensibles à la lumière et présentant de faibles bruits pouvant supporter des débits de l'ordre du Mbps. Ces tubes sont volumineux et relativement fragiles, mais ils sont progressivement remplacés par des

¹⁹ InGaN : Indium Gallium Nitride

²⁰ PMT : Photo Multiplier Tubes

photorécepteurs à semi-conducteurs tels que les diodes PIN ou APD²¹. Les photodiodes à avalanches (APD) (cf. Figure 2-11(b)) ont un gain élevé et une large bande passante. Toutefois, ces diodes nécessitent des systèmes de contrôle électronique assez complexe, des tensions de polarisation élevées, et sont sensibles au bruit ambiant. Elles sont principalement limitées aux applications dans la bande des 400-500nm. Les diodes PIN²² (cf. Figure 2-11(c)), utilisées dans les systèmes faible portée et aux performances moyennes, sont quant à elles très bon marché, mais présentent un gain unitaire.

2.4.3.2 Techniques et intégration des systèmes de transmissions optiques

Bien qu'il existe des techniques utilisant les phénomènes de réflexions pour réaliser des liaisons optiques indirectes (NLOS Links²³) [82], la plupart des applications nécessitent que le récepteur soit dans le champ visuel de l'émetteur (LOS Links²⁴). Dans ce cas général, les performances des modems sont très sensibles à l'alignement relatif des transducteurs. Si ce pointage n'est pas correct, la distance de transmission admissible diminue considérablement. En eau pure, l'alignement doit être plus précis que dans les eaux portuaires, car la turbidité favorise la diffusion du faisceau optique. Certaines études [85] ont permis d'estimer qu'une erreur d'alignement de 3° peut engendrer une réduction de la réponse du récepteur d'un facteur 100. Ces erreurs de pointages font intervenir deux composantes [86] :

- le décalage axial moyen du faisceau incident par rapport au point de sensibilité maximum du photorécepteur ;
- le *Jitter* qui est le déplacement aléatoire du faisceau incident sur la surface photosensible du récepteur.

Ces deux effets se combinent dans un modèle qui caractérise la distribution de l'irradiation sur la surface sensible du photorécepteur (BSF²⁵). Une équation générale permet de caractériser le bilan de liaison optique en ligne directe via la puissance reçue $P_R(y, r)$ [13] :

$$P_R(y, r) = P_T \cdot D_T \cdot L_\omega(y, r) \cdot D_R, \quad (2.26)$$

où y représente le décalage radial par rapport à l'axe central du faisceau lumineux émis, à la distance r du transducteur émetteur, P_T , la puissance moyenne émise, D_T , l'ouverture optique de l'émetteur et D_R , l'ouverture optique du photorécepteur.

Outre ces contraintes d'alignement, les systèmes de transmissions de données optiques sont soumis à d'autres contraintes de déploiement importantes :

- la lumière émise, visible, attire la faune aquatique, augmentant d'autant les risques de coupure du faisceau. Des techniques répulsives, utilisant des flashes lumineux très

²¹ APD : Avalanche Photo-Diodes

²² PIN : Positive Intrinsic Negative diodes

²³ NLOS Links: Non-Line Of Sight Links

²⁴ LOS Links: Line Of Sight Links

²⁵ BSF: Beam Spread Function

intenses émis de manière aléatoire entre chaque communication, sont utilisées pour éloigner les animaux, limitant ainsi les risques de ruptures de liaisons. Mais ces méthodes rendent ces techniques peu compatibles avec l'environnement et réduisent l'autonomie énergétique ;

- les transducteurs nécessitent une maintenance régulière, car des micro-organismes ont tendance à se développer sur les surfaces sensibles ;
- le trajet de l'onde lumineuse doit être particulièrement bien dégagé et la sensibilité aux obstacles même de petites tailles est très élevée.

Malgré ces contraintes, des projets récents visent à déployer des réseaux sous-marins optiques (sur des surfaces de l'ordre du km^2) à haut débit en utilisant des relais à réseaux de transducteurs répartis de manière sphériques[87].

2.4.3.3 Méthodes de modulation optimales

Dans les systèmes de transmissions optiques, les modulations d'intensité sont plus souvent utilisées que les modulations cohérentes qui sont plus complexes et plus onéreuses, car ces dernières utilisent obligatoirement une structure de mélangeur.

Les modems utilisant des transducteurs à LED, mettent en œuvre très souvent les modulations OOK²⁶, car elles sont simples et peu coûteuses. Actuellement elles permettent d'atteindre des débits de l'ordre de 2.7Gbps à 34m pour une puissance de 20mW @ 520nm [84]. Toutefois ces modulations se caractérisent par un BER relativement faible, de l'ordre de 10^{-2} pour un SNR de 25dB [82]. D'autres types de modulation comme la modulation PPM²⁷ ou encore la DPSK offrent de meilleur BER, de l'ordre de 10^{-5} pour des débits de l'ordre du Gbps [82].

Avec les transducteurs LASER, il est possible de moduler précisément l'intensité du faisceau lumineux à l'aide de circuits de commande asservis en courant. Ce contrôle permet d'utiliser les modulations m-QAM OFDM pour atteindre des débits de 14Gbps à 1,7m [88]. D'autres essais, utilisant les techniques MIMO, ont montré une amélioration des performances en diminuant le BER de 10^{-5} à 10^{-9} avec des modulations OOK à 2Gbps sur 25m [84] [89].

2.4.3.4 Performances des transmissions optiques sous-marines

Afin d'évaluer cette méthode de transmission optique et de la comparer aux autres, il est nécessaire, de rechercher et de caractériser dans l'état de l'art, un point de fonctionnement se rapprochant au mieux de nos objectifs opérationnels. Comme pour les méthodes acoustiques, ce point de fonctionnement se caractérise par une fréquence centrale de modulation, une bande passante, un débit ($> 80\text{kbps}$) et une portée atteignable pour une puissance moyenne d'émission minimale, restant inférieure à 10W. Ainsi, pour répondre à nos objectifs opérationnels de

²⁶ OOK: On-Off-Keying

²⁷ PPM: Pulse Position Modulation

transfert de flux vidéo, le choix de la technologie optique à diodes LASER, semble adapté. En effet, cette solution permet d'atteindre une distance d'environ 10m avec une puissance d'émission de 100mW. Cette configuration supporte alors un débit de l'ordre de 2,4Gbps en utilisant une modulation DPSK à une fréquence centrale d'environ 2,5GHz avec une bande passante d'environ 5GHz, en présentant un BER de l'ordre de 10^{-5} pour une installation en eau côtière [82].

Nous cherchons maintenant à évaluer l'impact environnemental d'une installation utilisant cette technique de transmission qui fonctionnerait dans une telle configuration. Les méthodes de transmissions optiques impliquent l'émission de lumière intense et concentrée dans la plage des longueurs d'onde visibles (400-800nm). Une partie non négligeable des 250 000 espèces aquatiques sont sensibles à cette lumière qui peut les attirer. Certains de ces animaux se concentrent au voisinage de ces faisceaux ainsi que leurs prédateurs. Si ces systèmes sont fixes alors une concentration anormale et régulière de ces animaux peut engendrer une déstabilisation locale de l'écosystème. Ces effets sont d'autant plus nocifs que l'obscurité croît. C'est d'ailleurs cette particularité qui explique l'efficacité des techniques de pêche nocturne telles que les techniques dites à la lanterne [90] [91]. Cependant, à ce jour, peu d'études d'impact environnementales des réseaux de capteurs utilisant des systèmes de transmissions optiques ont été menées [14]. Faute d'informations précises, nous choisissons donc de réaliser des estimations approximatives qui majorent probablement l'impact environnemental de ces techniques.

En appliquant le formalisme et les critères de comparaison que nous avons explicités au paragraphe 2.1, nous pouvons évaluer cette méthode en remplissant le tableau 2-3 qui détaille les performances des systèmes de transmissions optiques et la manière dont elles sont calculées.

TABLEAU 2-3. EVALUATION DES MEILLEURES PERFORMANCES D'UNE TRANSMISSION DE DONNEE OPTIQUE

<i>Principe et évaluation du calcul de la valeur du critère</i>	<i>Critère</i>	<i>Valeur</i>
Les distances maximum atteintes sont de l'ordre de 10m pour un débit de 1Gbps [82] Distance théorique pour 100dB d'atténuation : en pratique elles sont de l'ordre de 10m pour une longueur d'onde de 520nm dans le cas d'eau côtière.	$r(m)$	10
De l'ordre de 1Gbps	D(b/s)	1.10^9
Bande passante : 5GHz, $F_c=2,5GHz$ donc Bande passante relative : 2x100	$I_{FC}^{BP}(\%)$	200
Efficacité de déploiement : $I_C^{dep} = \frac{D}{1+S_p^{dep} \cdot S_O^{dep} \cdot S_{MTBF}^{dep}} = \frac{2,4 \cdot 10^9}{1+8 \cdot 10^{15} \cdot 10^{-6} \cdot 1,6 \cdot 10^{-4}} = 1874$	$I_C^{dep}(b/s/UC)$	1874
Compatibilité environnementale : $I_{Risk}^{Env} = \frac{1}{N \cdot S_T^{Risk} \cdot S_F^{Risk} \cdot S_P^{Risk}} = \frac{300}{250 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 0,1} \approx 12$	I_R^{Env}	12
Efficacité spectrale avec modulation OOK ou DPSK pour 5GHz de bande passante	SE(b/s/Hz)	0,5
Les transducteurs à semi-conducteurs sont robustes et résistent très bien aux sollicitations mécaniques. Seuls des chocs ou des pressions trop importantes (de l'ordre de 100kN/m ²) sur les optiques peuvent détériorer ces systèmes.	S_p^{dep} (UC. m ² /N)	10^{-6}

2 - Communications sans-fil en milieu sous-marin

<p>La longueur d'onde est d'environ 500nm, la sensibilité aux obstacles est inversement proportionnelle au volume équivalent engendré par un cube de côté égal à dix fois la longueur d'onde caractéristique utilisée : $S_o^{dep} = \frac{1}{(10 \cdot 500 \cdot 10^{-9})^3} \approx 8 \cdot 10^{15} \text{ UC/m}^3$</p>	$S_o^{dep} (\text{UC/m}^3)$	$8 \cdot 10^{15}$
<p>L'intervalle de temps entre deux interventions de maintenance est essentiellement fixé par :</p> <ul style="list-style-type: none"> - Le nettoyage des surfaces optiques qui doit se faire au minimum tous les ans en raison de l'obstruction engendré par les divers organismes biologiques (fouling) : algues, coquillages ... - Les besoins énergétiques de capteurs autonomes qui doivent être réapprovisionnés en énergie. Classiquement les puissances émises pour ce type d'application sont de l'ordre de 100mW auxquels s'ajoutent environ 100mW pour l'électronique associée, soit avec la même batterie que pour les méthodes acoustiques 1 batterie classique de 12V et 100Ah fournissant 1,2kWh soit 6000h de fonctionnement (ou encore 16h par jour pendant 1 an): $S_{MTBF}^{dep} = \frac{1}{6000} = 1,6 \cdot 10^{-4} \text{ UC/h}$	$S_{MTBF}^{dep} (\text{UC/h})$	$1,4 \cdot 10^{-3}$
<p>La faune dotée d'organes visuels adaptée aux longueurs d'ondes voisines du vert/bleu peut être attirée par le faisceau lumineux ou être sensible aux flashes lumineux intenses des systèmes de répulsion visuels. Un laser rayonnant 100mW (-10dB) à 1m de sa source se diffuse et est visible par cette faune sous l'eau. La conséquence de la présence de cette source lumineuse est soit une augmentation de la densité de population attirée, soit une déplétion de population engendrée par les flashes répulsifs. On obtient alors $S_p^{Risk} = 1/10$</p>	S_p^{Risk}	$0,1$
<p>Les animaux marins dotés de la vue percevant cette longueur d'onde de 500nm sont aussi majoritairement sensibles à l'ensemble du spectre visuel soit 400-700nm (certains crustacés comme la crevette-mante perçoivent un spectre beaucoup plus large allant jusqu'aux ultraviolets). Ainsi en inversant le rapport du dénominateur de l'expression de la sensibilité par rapport à la fréquence (car la longueur d'onde est inversement proportionnelle à la fréquence) : $S_F^{Risk} = \frac{1}{\frac{700-400}{1}}$</p>	S_F^{Risk}	$1/300$
<p>Pour des applications de télémétrie, la durée d'émission nécessaire à la transmission de mesures est faible mais leur fréquence peut être élevée. Pour des applications de vidéo-inspection ou de surveillance, la durée d'émission d'une séquence est élevée mais peut être déclenchée sur demande ou à la détection d'un évènement particulier (levée de doute). Ainsi la durée cumulée d'émission T_e est relativement faible mais dépend du centre d'intérêt. D'autre part le temps de présence T_p des animaux concernés dans ces zones de risques (1km² maximum) est relativement faible, cependant la vitesse moyenne des animaux marins est de quelques km/h. Finalement nous estimons $S_T^{Risk} = \frac{T_e}{T_p} = 0,1$</p>	S_T^{Risk}	$0,1$
<p>Le nombre N d'espèces aquatiques répertoriées est très élevée. Environ 28000 espèces de poissons auxquels s'ajoutent d'autres animaux marins pour un total d'environ 250 000 espèces. En estimant qu'un maximum de 10% d'entre elles sont potentiellement dotés du sens de la vue sensible à cette longueur d'onde et sont susceptibles d'évoluer dans le voisinage immédiat des perturbations lumineuses des liaisons optiques la quantité d'espèces concernée est considérable. Si de plus, on considère que sur une surface de 1km² une infime partie de ces espèces peut être représentée simultanément soit environ 1% d'entre elles, il reste donc au maximum 250 espèces à risque sur cette surface.</p>	N	250

2.5 Méthodes électromagnétiques

2.5.1 Introduction

Ces méthodes utilisent des champs électromagnétiques comme support de l'information à transmettre. On peut distinguer deux grandes familles de méthodes de transmissions électromagnétiques, en fonction de la distance entre la source et le récepteur :

- a) *Les méthodes de transmission par ondes électromagnétiques en champs lointains (EM)*, lorsque les distances de transmissions source/récepteur sont supérieures à quelques multiples de la longueur d'onde. Les champs électromagnétiques sont alors considérés comme une somme d'ondes localement planes qui se propagent dans le milieu. Les premières transmissions de ce type ont été réalisées pour des applications militaires lors de la guerre froide. Les sous-marins étaient alors dotés de moyens de radiocommunication utilisant les ondes électromagnétiques à très basses fréquences ELF et VLF²⁸ [11] [12], qui leur permettaient de communiquer à très bas débit sur de très grandes distances. Ces techniques de transmission, à l'instar du système « ZEVS » utilisant des fréquences à 82Hz pour des puissances de l'ordre de 10MW et un débit de l'ordre de la dizaine de bit/s, ont été déployées par la marine russe en réponse au système américain testé en 1969 dans le Wisconsin²⁹.
- b) *Les méthodes de transmission à magnéto-induction (MI)*, lorsque les distances de transmissions source/récepteur sont de l'ordre de quelques longueurs d'ondes. Ces techniques permettent d'établir des liaisons très fiables. Elles ont été utilisées dès les années 1970 et se sont avérées particulièrement bien adaptées aux applications dédiées aux sites inaccessibles dans les environnements sévères tels que la surveillance d'ouvrages et infrastructures sous-marines et souterraines [92][93][94][95]. Ces techniques, prometteuses en basse fréquence, offrent des distances de transmissions qui dépendent essentiellement de la géométrie des transducteurs et de la fréquence de transmission.

C'est ensuite avec les progrès et la simplicité d'intégration des capteurs d'images, que les besoins de bande passante ont augmenté. Ainsi, bien que les systèmes acoustiques et optiques présentaient des caractéristiques permettant de transférer des flux vidéo, ces techniques électromagnétiques ont suscité un nouvel intérêt depuis les années 2000 [25], car elles présentent potentiellement des avantages considérables au regard des caractéristiques utiles à la réalisation de transmissions sans-fil performantes :

- Dans l'eau, les champs et les ondes électromagnétiques se propagent à des vitesses très élevées, rendant négligeables les délais de transmissions dans la plupart des applications ;
- les déphasages et les décalages en fréquences liés à l'effet Doppler sont négligeables au regard des bandes de fréquences utilisées ;

²⁸ ELF: Extremely Low Frequencies (fréquences inférieures à 3kHz) , VLF : Very Low Frequencies (3-30kHz)

²⁹ Test Facility in the Chequamegon National Forest south of Clam Lake, Wisconsin.

- les champs électromagnétiques sont quasiment insensibles aux gradients de pression et de turbidité ;
- les signaux transmis sont plus difficilement détectables que dans le cas d'une transmission acoustique ou optique, favorisant ainsi la furtivité ;
- la rapidité de modulation peut être élevée, autorisant des modulations complexes avec des bandes passantes importantes ;
- ces techniques sont respectueuses de l'environnement car la faible intensité des champs qu'elles engendrent à des fréquences supérieures au kHz ne semblent pas perturber les quelques espèces animales sensibles aux champs électromagnétiques.

De manière générale, en milieu aquatique, ces méthodes de transmission présentent des performances très différentes de celles obtenues dans l'atmosphère. En effet, l'eau est un milieu partiellement conducteur. Ceci implique, que les champs électriques (\vec{E}) et d'excitation magnétiques (\vec{H}) qui s'y propagent induisent des interactions de couplage qui absorbent une grande partie de l'énergie qu'ils contiennent et les atténuent fortement. Ces pertes importantes limitent la distance de transmission ce qui constitue l'un des principaux inconvénients de ces modes transmissions. Dans cette section, nous nous limiterons à décrire l'état de l'art des techniques électromagnétiques, les chapitres suivants détailleront plus spécifiquement les principes physiques et les techniques que nous avons développées pour réaliser nos systèmes de communications sous-marins électromagnétiques.

2.5.2 Principes physiques et propagation des champs électriques et magnétiques

Les systèmes de transmissions électromagnétiques se basent sur la propagation d'une onde électromagnétique entre une antenne d'émission, excitée par un signal électrique, et une antenne de réception, qui convertit le champ électromagnétique reçu en un signal électrique.

2.5.2.1 Propagation du champ électromagnétique

L'eau est un milieu partiellement conducteur induisant une forte permittivité (ϵ) qui défavorise la propagation du champ électrique et favorise les pertes par courants de Foucault induits par les variations du champ magnétique. La description du phénomène de propagation se déduit des équations de Maxwell. En régime harmonique, les équations de propagation prennent alors la forme de deux équations de champs couplés (équations de Helmholtz) qui restent complexes à résoudre. En raison de ce couplage du champ magnétique au champ électrique, l'évanescence de l'un d'eux conditionne l'existence de l'onde électromagnétique.

2.5.2.1.1 Propagation du champ électromagnétique en zone de champs proches (MI)

Les techniques de transmissions de données par magnéto-induction (MI) consistent à utiliser au mieux le champ magnétique variable créé entre deux bobines.

Les lignes de champ magnétique forment des boucles fermées qui s'établissent et se referment dans la direction de la normale à la surface enroulée par les spires de la bobine émettrice. Elles forment ainsi un dipôle magnétique oscillant à la fréquence des courants d'excitations. La bobine réceptrice doit alors présenter une surface suffisante au champ magnétique pour collecter un flux variable permettant d'obtenir des forces électromotrices induites significatives. C'est donc l'intensité du champ magnétique traversant la surface exposée et la sensibilité des circuits du récepteur qui fixent la distance maximale de transmission qui peut atteindre, en théorie, plusieurs kilomètres en très basse fréquence [96].

Pour une configuration matérielle figée, on associe à ce dispositif un modèle simplifié de transformateur électrique à fortes pertes magnétiques dont le coefficient de mutuelle induction équivalent (M) est une fonction des paramètres géométriques et physiques constants de l'installation. Le coefficient M peut être évalué, pour deux bobines identiques de N spires circulaires coaxiales et coplanaires de rayon a , séparées par une distance r , à l'aide de l'expression simplifiée suivante si $a \ll r$:

$$M = \frac{\pi \cdot a^4 \cdot N^2 \cdot \mu_0}{2 \cdot r^3} = \frac{\mu_0}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{S^2 \cdot N^2}{r^3} \quad (2.27)$$

On constate que le couplage entre bobines augmente avec leur rayon et le nombre d'enroulement et diminue avec le cube de la distance qui les sépare. Il est également intéressant de noter que ce coefficient de couplage augmente avec le carré de la surface S de rayonnement des bobines.

2.5.2.1.2 Propagation du champ électromagnétique en zone de champs lointains

Pour mettre en évidence le comportement simplifié de la propagation des ondes électromagnétiques en champs lointains on étudie le comportement du champ électrique d'une onde plane. Dans ce cadre, une source ponctuelle isotrope rayonne un champ électromagnétique dans un milieu homogène. En régime harmonique et à une distance suffisamment éloignée de sa source, ce champ électromagnétique se comporte comme une onde plane de polarisation rectiligne. Son champ électrique \vec{E} , se propageant dans une direction \vec{z} , possède une unique composante E_x qui peut s'exprimer par [97]:

$$E_x = \frac{E_0}{4\pi r} \cdot e^{j\omega t - \gamma \cdot r}, \quad (2.28)$$

où E_0 est le champ électrique émis, ω la pulsation angulaire de l'onde électromagnétique, γ la constante de propagation et r la distance à la source suivant l'axe de propagation \vec{z} .

2.5.2.2 Comportement du canal de transmission des ondes électromagnétiques en milieu sous-marin

2.5.2.2.1 Atténuation dans le canal de transmission magnéto-inductif

Dans le cas d'une transmission magnéto-inductive, l'atténuation en puissance $A_{MI_{dB}}(f, r)$, exprimée en dB, entre l'émetteur et le récepteur, peut alors être approximée comme suit :

$$A_{MI_{dB}}(f, r) = -20 \cdot \log(A_{MIRay}(f)) + 60 \cdot \log(r) \quad (2.29)$$

Cette expression de l'atténuation met en évidence deux phénomènes :

- l'absorption du champ magnétique.* Ce premier terme $A_{MIRay}(f)$ caractérise une contribution linéaire qui dépend des caractéristiques électriques, géométriques et de rayonnement des boucles, en incluant les pertes par courant de Foucault dans le milieu. Ce terme diminue avec le carré de la fréquence mais également avec le rayon et l'inductance des boucles.
- la dispersion du champ magnétique.* Ce second terme est prédominant et détermine l'essentiel de l'atténuation linéique. En effet, pour une configuration matérielle, une fréquence et une puissance donnée, lorsque l'éloignement entre les deux bobines est multiplié par 10, l'atténuation augmente de 60dB.

La figure 2-12, représente un exemple d'évolution de la force électromotrice induite dans une bobine réceptrice couplée à une bobine émettrice identique en fonction de la distance et de la fréquence [98].

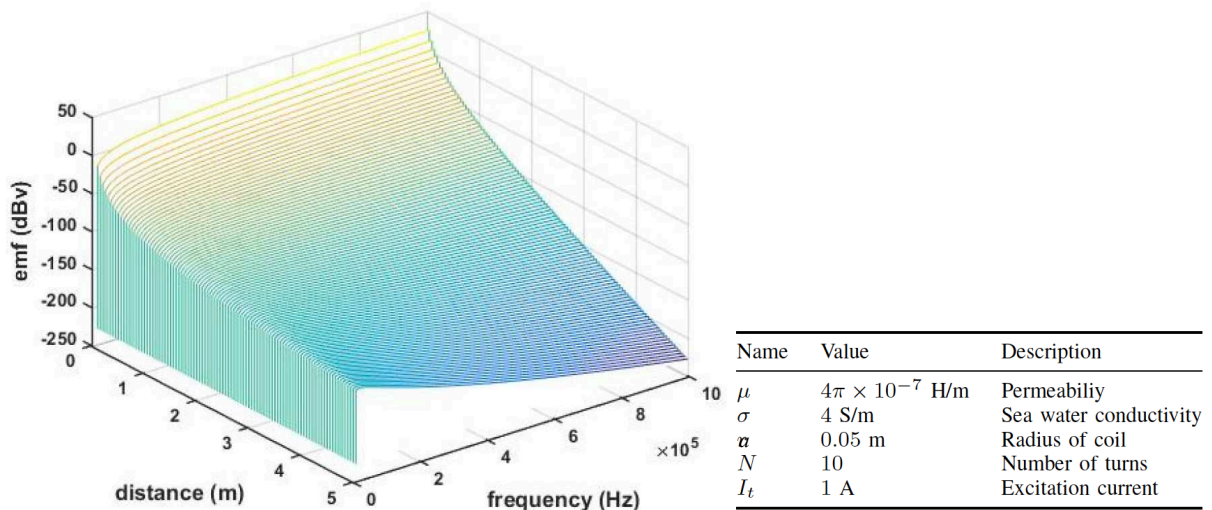


Figure 2-12. Évolution de la force électromotrice dans l'eau de mer (en dBv) induite dans une bobine réceptrice en fonction de la distance r et de la fréquence f du courant d'excitation pour les paramètres indiqués dans le tableau [98].

2.5.2.2.2 Atténuation dans le canal de transmission EM en champs lointains

Pour une transmission EM, dans un milieu homogène à une fréquence donnée, l'atténuation du champ électrique de l'onde s'exprime à l'aide de l'équation suivante [99]:

$$A_{EMdB} = +20 . \alpha . r . \log(e) + 20 . \kappa . \log(r) , \quad (2.30)$$

où κ est un coefficient d'atténuation dépendant de la longueur d'onde et des paramètres de l'antenne et α la partie réelle de γ . Cette expression de l'atténuation met en évidence deux phénomènes :

- a) *l'absorption de l'onde EM*, représenté par le premier terme et qui traduit la dissipation par effet joules des courants de conduction engendrés par les variations de champs électriques et magnétiques. L'étude de ce phénomène se fait en étudiant la partie réelle α de la constante de propagation γ , que l'on appelle classiquement coefficient d'atténuation linéique. Il s'exprime en Neper par mètres et dépend de la fréquence et de la conductivité (σ) de l'eau ;
- b) *la dispersion de l'onde EM*, représentée par le second terme et qui traduit l'affaiblissement lié à la dispersion de l'onde lorsque l'on s'éloigne de la source (fonction de la décroissance du champ en $1/r$) :

$$Att_{Disp(dB)} = 20 . \kappa . \log(r) \quad (2.31)$$

La figure 2-13(a) représente l'atténuation linéique de puissance du champ EM, ainsi que la longueur d'onde (λ) en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de conductivité (σ , en S/m). L'atténuation totale de puissance du champ EM en fonction de la distance (éq. 2.30) et de la fréquence en eau de mer à une température de 15°C et une salinité de 35ppt est représentée figure 2-13(b) ($\sigma=4,5S/m$).

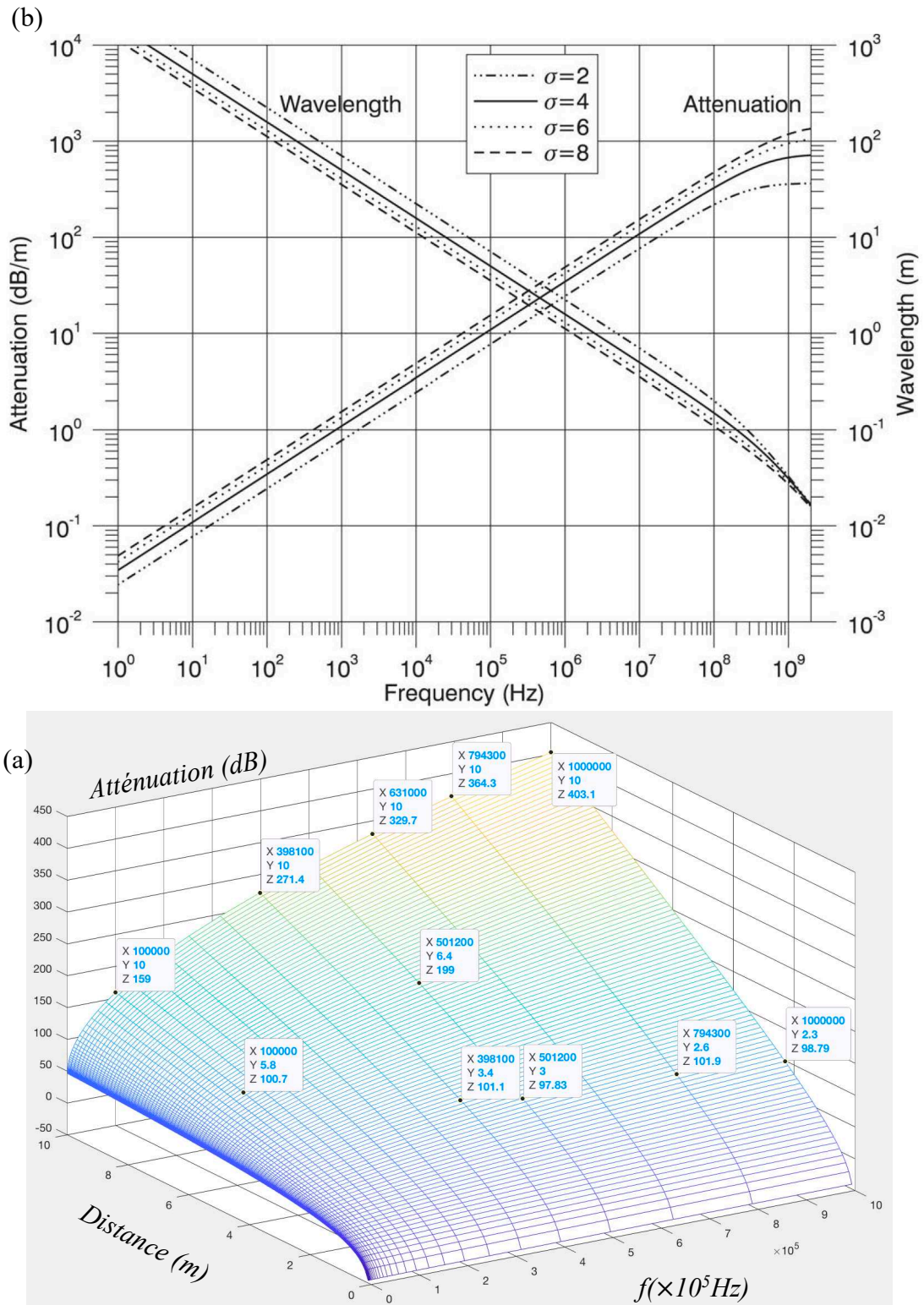


Figure 2-13. (a) Atténuation linéique de puissance et longueur d'onde EM en champs lointains en fonction de la fréquence f , pour différentes valeurs de conductivité. (b) Atténuation totale de puissance en fonction de la distance et de la fréquence pour une conductivité de 4,5S/m (cf. équation 2.30)

2.5.2.2.3 Autres phénomènes

Réfractions, réflexions et diffractions

La conductivité de l'eau de mer n'est pas constante, elle varie avec la salinité et la température, ce qui engendre des phénomènes de réfractions de l'onde électromagnétique surtout en champs lointains [100]. D'autre part, ce phénomène de réfraction s'accompagne de réflexion et de diffraction lorsque l'onde atteint les interfaces avec la surface, des obstacles physiques ou les fonds marins présentant des conductivités différentes [101] [102].

Trajets multiples

Le champ électromagnétique, en se propageant, peut rencontrer différentes interfaces et donc suivre des trajets distincts et multiples (cf. figure 2-14). Ainsi, une partie non négligeable de l'énergie peut être avantageusement transmise jusqu'au récepteur en se propageant par l'air ou les fonds marins dont les conductivités sont très inférieures à celles de l'eau de mer [99] [102] [103] [104].

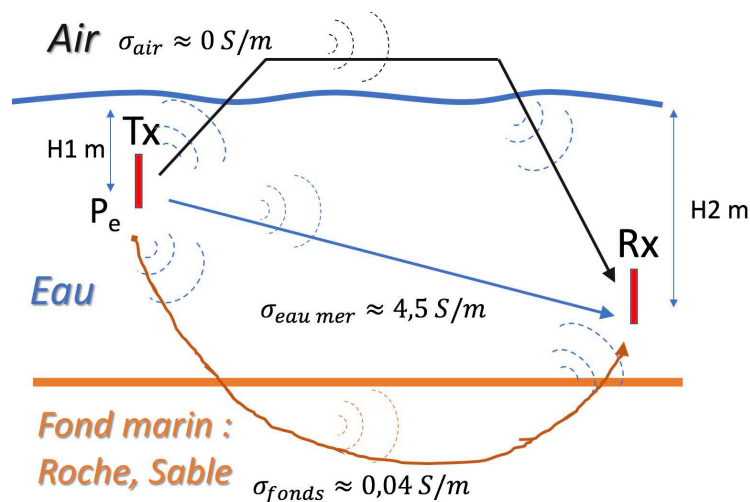


Figure 2-14. Trajets possibles d'une onde électromagnétique émise par une antenne (Tx) vers un récepteur (Rx).

Pertes par courants de Foucault

Les composantes spectrales du champ magnétique, conformément à la loi de Faraday, induisent dans l'eau de mer des champs électriques d'amplitude proportionnelle à leur fréquence. Ces champs électriques induisent à leur tour des courants, appelés courants de Foucault, qui sont dissipés par effet joules dans le milieu. La puissance perdue est proportionnelle au carré de la fréquence de chacune des composantes harmoniques du champ magnétique.

2.5.2.3 Bruits dans le canal de transmission électromagnétique

Le canal de transmission électromagnétique sous-marin, est soumis à différents types de sources de bruits :

- *les sources atmosphériques naturelles*, qui caractérise les bruits d'origines cosmiques et qui couvrent une très vaste gamme de fréquence de 10^{-3} Hz à environ 300GHz. Ces bruits sont géographiquement uniformément répartis sur la surface du globe et se caractérisent par des niveaux très variables [105][106]. Pour les applications sous-marines ils constituent une source dont la densité spectrale de puissance $N_{Atmo}(f)$ est relativement homogène à faible profondeur mais dont les plus basses fréquences pénètrent très profondément sous la surface [92] ;
- *les sources atmosphériques anthropogénique*, qui engendrent des bruits dont la densité spectrale de puissance $N_H(f)$ est très étendue. Ils sont géographiquement inégalement répartis, plus intenses en région côtière et tout particulièrement au voisinage des zones portuaires. Leurs intensités décroissent rapidement avec la profondeur dues à l'atténuation naturelle de l'eau fonction de la fréquence. Notons que ces sources de bruits sont principalement liées à des dispositifs spécifiques, tels que des balises de radionavigation par exemple (au voisinage de 400kHz) [92] et peuvent avoir des niveaux très importants ;
- *Les sources anthropogéniques maritimes*, géographiquement très localisées, elles sont associées à des activités et dispositifs sous-marins statiques (câbles, forages pétroliers, sites de production d'énergie éolienne offshore...) ou mobiles (bateaux, drones, sous-marins...). Les bruits associés se caractérisent par des densité spectrales de puissances ($N_{HM}(f)$) aléatoires centrées autour de fréquences caractéristiques qui peuvent toutefois être répertoriées grâce à des études spécifiques à chaque site [107].

Certains organismes, tels que l'ITU³⁰ et le CCIR³¹, éditent des rapports qui permettent d'évaluer le bruit électromagnétique atmosphérique en un point de la surface du globe [108] [109] [110]. On évalue le rapport signal sur bruit au niveau du récepteur à l'aide de l'expression suivante :

$$SNR(f, r) = \frac{S(r, f)}{A(r, f) \cdot \sqrt{N_{HM}(f)^2 + N_H(f)^2 + N_{Atmo}(f)^2}}, \quad (2.32)$$

où $S(r, f)$ est la densité spectrale de puissance du signal reçue et $A(r, f)$, l'affaiblissement total de la puissance du canal en fonction de la fréquence. De manière générale, ce rapport signal sur bruit augmente avec la profondeur, favorisant ainsi les transmissions par ondes électromagnétiques en eau profonde [111]. En pratique, le SNR doit être évalué en tenant compte de la position géographique et de la profondeur de l'installation.

³⁰ ITU : International Telecommunication Union

³¹ CCIR : Consultative Committee on International Radio

2.5.3 Principes des systèmes de communications électromagnétiques en milieu sous-marin

2.5.3.1 Antennes

Les transducteurs électromagnétiques sont des antennes dont les caractéristiques doivent être adaptées au milieu aquatique pour pouvoir convertir au mieux et de manière réversible l'énergie électrique en énergie électromagnétique. Dans les applications sous-marines deux grandes familles d'antennes sont classiquement utilisées (cf. figure 2-15(a)) :

- *les antennes boucles*, qui sont réalisées avec des spires enroulées parfois autour d'une structure présentant une surface centrale rayonnante aux propriétés géométriques et magnétiques choisies [112] [113]. En émission, elles se comportent comme des dipôles magnétiques oscillants favorisant ainsi la création du champ magnétique qui par excitation du milieu induit le champ électrique couplé entraînant alors la propagation du champ électromagnétique. En réception, ces antennes peuvent être utilisées de manière à favoriser l'exploitation de la tension ou les courants induits en fonction de l'impédance de charge du récepteur. Ce sont ces types d'antennes qui sont utilisés dans les techniques de transmissions par magnéto-induction en les chargeant par des sources de courant [114] ;
- *les antennes dipolaires*, qui sont réalisées avec une paire de brins conducteurs reliant une source de tension dans lequel le champ électrique, qu'elles produisent ou reçoivent, se propage. En émission, elles se comportent comme des dipôles adaptés rayonnants, produisant un champ électrique, qui par excitation du milieu induit le champ magnétique couplé, entraînant alors la propagation du champ électromagnétique. En réception, ces antennes sont chargées par une impédance adaptée favorisant l'exploitation du champ électrique incident. Le choix de la géométrie et du nombre de paires de brins permet de concevoir des antennes aux bandes passantes et directions de rayonnement variées (brins asymétriques pour les antennes J-pôles, spiralés pour les antennes spirales, triangulaires pour les antennes papillons, ...) (cf. figure 2-15(b)(c)(d)(e)), [115] [116] [117] [118].

Les longueurs d'ondes dans l'eau étant bien plus petites que dans l'air, les antennes présentent des dimensions raisonnables même pour les basses fréquences (10kHz-1MHz).

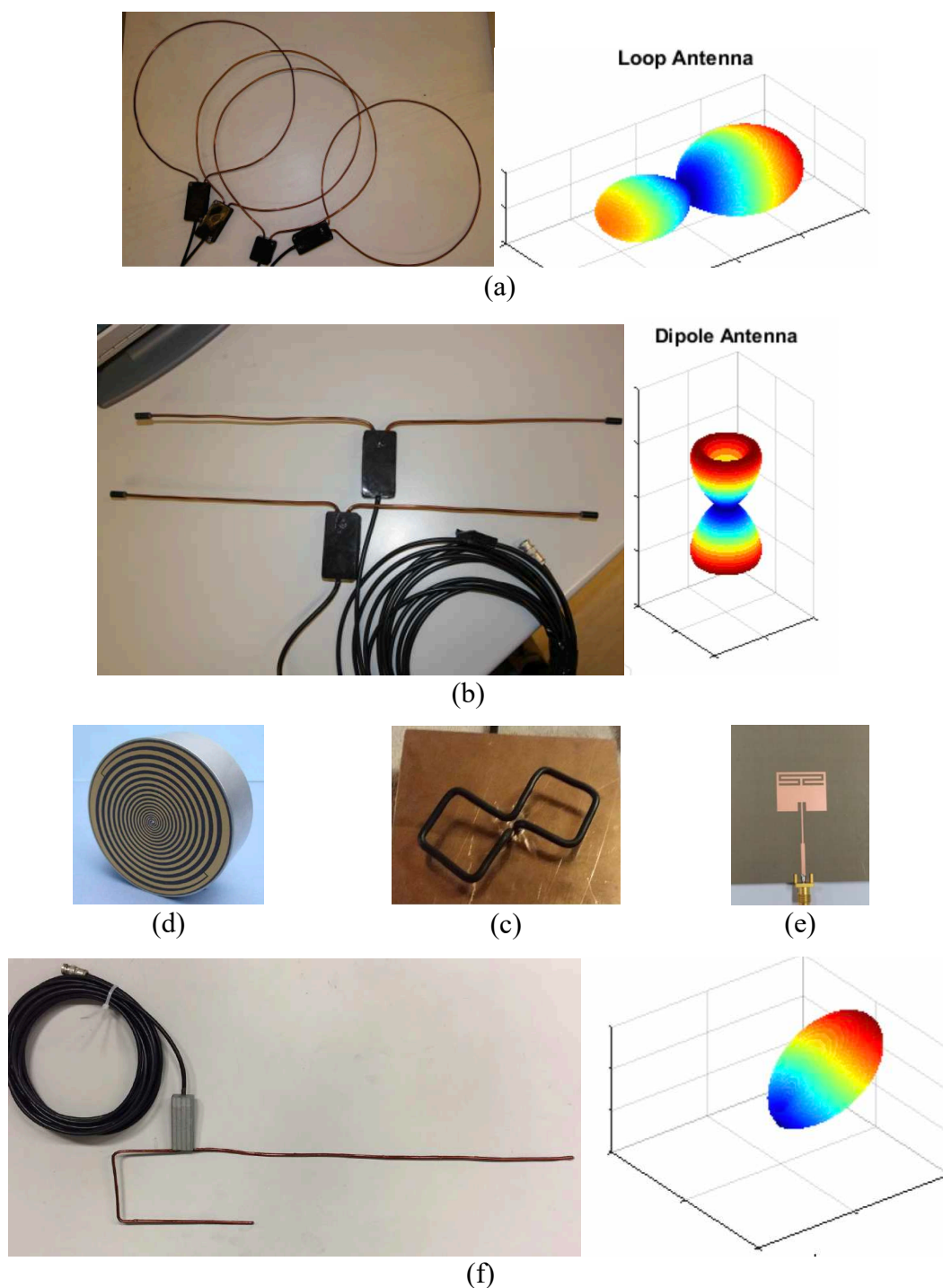


Figure 2-15. Différents types d'antennes sous-marines : (a) Antennes boucles (b) Antennes dipôles (c) Antennes papillon (d) Antenne spirales (e) Antennes microstrip (f) Antenne J-Pôle. Avec quelques diagrammes de rayonnement du champ électrique pour les antennes dipôle, boucle et J-Pôle [119]

Le choix de l'antenne est généralement guidé par le type d'application et la gamme de fréquence envisagée. Le tableau 2.4 répertorie les types d'antennes couramment utilisés en télécommunications sous-marines. Cette synthèse peut se compléter par celle réalisée par Nisha *et al.* [120].

2 - Communications sans-fil en milieu sous-marin

TABLEAU 2-4. TYPES ET CARACTERISTIQUES DES ANTENNES UTILISEES PAR GAMME DE FREQUENCES

Fréquences	Bandes passantes	Dimensions	Géométrie	Références
0,1Hz-1kHz	0,01-100Hz	10m-1km	Dipôle	[12] [121]
1kHz-1MHz	0,1kHz-100kHz	0,1m-100m	Dipôle (EM) Boucles (MI)	[122] [115] [123] [19] [124] [114] [125][94][126][127]
1MHz-100MHz	10kHz-1MHz	0,1m-10m	Dipôle (EM)	[128] [129] [123] [130] [131]
10MHz-100MHz	1MHz-2MHz	0,1m-1m	Boucles (EM/MI)	[112] [113] [119] [132]
100MHz-1GHz	1MHz-10MHz	1m-3m	Dipôle	[115] [116] [119] [133]
30MHz-1GHz	1MHz-10MHz	0,5m-3m	J-Pôle	[117] [119] [140]
100MHz-5GHz	10MHz-100MHz	0,01m-0,1m	Papillon (Bowtie)	[135] [136] [137] [138]
100MHz-3GHz	50MHz-200MHz	0,05-0,5m	Microstrip et spirales imprimées	[139] [118] [140]

Les méthodes de transmissions magnéto-inductives utilisent des configurations particulières d'antennes. En effet, les antennes boucles utilisées présentent un diagramme de rayonnement symétrique limité par rapport au plan de la surface rayonnante. Pour augmenter la couverture angulaire du champ magnétique dans les applications de magnéto-induction, on dispose plusieurs bobines sur des axes différents [114] [141]. La couverture optimale consiste à disposer 3 bobines concentriques identiques dans des plans orthogonaux (cf. figure 2-16) [94] [114]. Par ailleurs, afin d'augmenter la distance de transmission on intensifie le champ magnétique de deux manières :

- en disposant un noyau magnétique, le plus souvent constitué de ferrites, qui guide et concentre les lignes de champ magnétique [142] ;
- en disposant autour des bobines un méta-matériau capable de présenter une perméabilité localement négative (M^2I)³² [95].

Malheureusement, ces deux techniques introduisent des distorsions et augmentent la sélectivité du transducteur.



Figure 2-16. Transducteur à 3 bobines réparties sur 3 plans orthogonaux [114].

³² M^2I : Metamaterial enhanced Magneto-Inductive communication

2.5.3.2 Techniques et intégration des systèmes de transmissions électromagnétiques

Pour ces systèmes, les contraintes d'alignement des antennes dépendent de leurs diagrammes de rayonnement et de la polarisation des champs électriques, mais restent globalement bien moins contraignantes que pour les technologies optiques. En raison de leurs dimensions, parfois importantes, les dispositifs d'amarrage ou de fixation doivent faire l'objet d'une attention particulière.

Les antennes utilisées, sont particulièrement robustes et ne nécessitent pratiquement aucune maintenance. Bien que l'adaptation d'impédance soit dépendante des revêtements et du voisinage immédiat de l'antenne, l'expérience montre que le développement d'organismes marins sur les antennes (algues, coquillages, coraux, ...) ne modifie que très peu leur comportement. Très peu sensibles aux gradients de pressions, aux chocs et aux ensevelissements partiels de sable ou de pierres, elles peuvent être installées sur les fonds marins aux reliefs irréguliers. Bien que parfois volumineuses, elles restent faciles à intégrer et à raccorder aux boîtiers des modems.

Le choix, le dimensionnement et les circuits d'adaptation d'impédance des antennes dépendent fortement des caractéristiques du site géographique de déploiement telles que la salinité et la température moyenne qui fixent la conductivité et la permittivité. Cette information enrichie de la profondeur et des activités humaines avoisinantes permet également d'évaluer les niveaux de bruits potentiels et les performances du système.

Pour les applications de moyenne portée (5 à 50m), les longueurs d'ondes qui sont de l'ordre de la dizaine de mètres, rendent ces systèmes particulièrement résilients face à la présence d'obstacles même de grandes tailles.

Afin d'augmenter la portée, on peut disposer sur le site de déploiement, des réseaux de guides d'ondes passifs. Dans ces applications utilisant les techniques magnéto-inductives, ils sont réalisés avec de simples boucles en court-circuit de même fréquence de résonance que les boucles émettrices et réceptrices [142] [143].

2.5.3.3 Méthodes de modulation optimales

Les techniques de modulations utilisées dépendent essentiellement de la bande passante disponible qui décroît très rapidement avec la distance. Le tableau 2.5 indique les types de modulations utilisés en fonction des distances de transmissions.

TABLEAU 2-5. BANDES PASSANTES, MODULATIONS, DEBITS BINAIRES ET PUISSANCES D'EMISSIONS POUR LES TRANSMISSIONS PAR ONDES ELECTROAGNETIQUES EN FONCTION DE LA DISTANCE

Distances	Fréquence centrale	Bandes passantes	Modulations	Débit binaire	Puissances (dB)
1cm-1m	10Mhz-5GHz	100kHz-100MHz	QAM/OFDM [118] [144]	100kbps- 100Mbps	-20 à -10
1m-10m	10kHz-10Mhz	100Hz-500kHz	OOK/m-PSK/FSK [145] [146] [147]	100bps-1Mbps	-10 à 0
10m-100m	10kHz-100kHz	100Hz-10kHz	OOK/m-PSK/FSK [97] [148] [149]	100bps-10kbps	0 à 10
100m-1km	100Hz-10kHz	10Hz-100Hz	OOK/m-PSK/FSK [150]	10bps-100bps	10 à 20
1km-1000km	1Hz-100Hz	0,1Hz-10Hz	OOK/ASK/PSK/FSK [12]	0,1bps-10bps	20 à 80

2.5.3.4 Performances des transmissions électromagnétiques sous-marines

Afin d'évaluer ces méthodes de transmissions électromagnétiques et de les comparer aux autres, il est nécessaire, de rechercher et de caractériser dans l'état de l'art, un point de fonctionnement se rapprochant au mieux de nos objectifs opérationnels. Comme pour les méthodes précédentes, ce point de fonctionnement se caractérise par une fréquence centrale de modulation, une bande passante, un débit (> 80kbps) et une portée atteignable pour une puissance moyenne d'émission minimale, restant inférieure à 10W. Avec ces puissances, les distances atteignables sont de l'ordre de 5m pour des fréquences porteuses comprises entre 100kHz et 500kHz et des plages de modulation présentant une bande passante allant de 10kHz à 50kHz. Pour répondre aux objectifs de transmission vidéo, des débits de l'ordre de 50-100kbps doivent donc être atteints. Avec les techniques de l'état de l'art actuel, ces débits peuvent être atteints avec des modulations de type Q-PSK présentant des efficacités spectrales de l'ordre de 2 b/s/Hz [151].

Nous cherchons maintenant à évaluer l'impact environnemental d'une installation utilisant cette technique de transmission qui fonctionnerait dans une telle configuration. Les champs électriques de l'ordre du $\mu\text{V}/\text{m}$ et les champs magnétiques de 100nT, aux basses fréquences, perturbent certains animaux. De telles intensités de champs peuvent être engendrées par un champ électromagnétique rayonné par une source isotrope de puissance $1\mu\text{W}$ à une distance de 1m. Les études d'impacts environnementales des câbles et infrastructures sous-marines de forte puissance ont été évaluées dans les rapports [107] et [152] sur certaines espèces marines (telles que la plie commune, les anguilles, les raies, la truite de mer, dauphins, les requins...). A ces études on peut ajouter des travaux qui ont montré la sensibilité aux champs magnétiques (de très basses fréquences) de certaines tortues de mer [153] [154]. Une centaine d'espèces semblent réagir aux champs électromagnétiques de très basses (<5Hz) et basses fréquences (<100Hz). Pour les plus hautes fréquences (>10kHz), aucune étude spécifique n'a été réalisée sur l'impact de ces ondes sur la faune et la flore marines. Ceci s'explique

2 - Communications sans-fil en milieu sous-marin

certainement par le fait qu'à de telles fréquences ces champs électromagnétiques s'atténuent très rapidement dans le milieu sous-marin [40].

En appliquant le formalisme et les critères de comparaison que nous avons explicités au paragraphe 2.1, nous pouvons évaluer cette méthode en remplissant le tableau 2-6 qui détaille les performances des systèmes de transmissions électromagnétiques et la manière dont elles sont calculées.

TABLEAU 2-6. EVALUATION DES MEILLEURES PERFORMANCES D'UNE TRANSMISSION DE DONNEE SOUS-MARINE ELECTROMAGNETIQUES

<i>Principe et évaluation du calcul de la valeur du critère</i>	<i>Critère</i>	<i>Valeur</i>
Pour $f_{\max}=400\text{kHz}$, avec une atténuation de 20dB/m	$r(\text{m})$	5
Pour une fréquence centrale de 400kHz avec une bande passante de 50kHz à 5m permettrait d'obtenir un débit binaire de l'ordre de $80\text{-}100\text{ kbps}$	$D(\text{b/s})$	$\approx 10^5$
Bande passante relative : $40\text{kHz}/400\text{kHz}$	$I_{FC}^{BP}(\%)$	10
Efficacité de déploiement : $I_C^{dep} = \frac{D}{1 + S_p^{dep} \cdot S_O^{dep} \cdot S_{MTBF}^{dep}} = \frac{10^5}{1 + 10^{-7} \cdot 1,25 \cdot 10^{-4} \cdot 0,01} \approx 10^5$	$I_C^{dep}(\text{b/s/UC})$	10^5
Compatibilité environnementale : $I_{Risk}^{Env} = \frac{1}{N \cdot S_T^{Risk} \cdot S_F^{Risk} \cdot S_P^{Risk}} = \frac{1}{10 \cdot 0,1 \cdot 70 \cdot 0,1} \approx \frac{1}{7} = 0,142$	I_R^{Env}	1/7
Efficacité spectrale avec modulation Q-PSK [151]	SE(b/s/Hz)	2
Les transducteurs sont robustes et résistent très bien aux sollicitations mécaniques. Seuls des chocs ou des pressions très importantes, de l'ordre de 1000kN/m^2 pourraient écraser ou sectionner les antennes : $S_p^{dep} = \frac{1}{10^7}$	S_p^{dep} (UC. m^2/N)	10^{-7}
La longueur d'onde pour $f=500\text{kHz}$ est de l'ordre de $\lambda = 2\text{m}$. Un objet cubique de côté de longueur $10 \cdot \lambda$ très conducteur, empêcherait une grande partie de l'onde électromagnétique de se propager nécessitant à maxima une intervention sur site et à minima une baisse sensible du débit. Ainsi la sensibilité maximum du coût de déploiement aux obstacles est donc inversement proportionnelle au volume engendré par 10 fois la longueur d'onde caractéristique utilisée : $S_O^{dep} = \frac{1}{(10 \cdot 2)^3} \approx 1,25 \cdot 10^{-4} \text{ UC/m}^3$	$S_O^{dep}(\text{UC/m}^3)$	$1,25 \cdot 10^{-4}$
L'intervalle de temps entre deux interventions de maintenance est essentiellement fixé par les besoins énergétiques de capteurs autonomes qui doivent être réapprovisionnés en énergie. Classiquement les puissances émises pour ce type d'application sont de l'ordre de 10dB , soit environ 10W auxquels s'ajoutent environ 2W pour intégrer les différents rendements et fonctions électroniques annexes. Cette puissance est dissipée toute la durée des transmissions. Pour une heure de diffusion, l'énergie dissipée est de l'ordre de 12Wh , soit typiquement une batterie GEL de $100\text{Ah}/12\text{V}$, difficile à transporter et coûteuse : $S_{MTBF}^{dep} = \frac{1}{100} = 0,01 \text{ UC/h}$	$S_{MTBF}^{dep}(\text{UC/h})$	0,01

2 - Communications sans-fil en milieu sous-marin

<p>Les anguilles, truites de mer et les tortues de mer seraient les plus exposées à ces champs. Les champs électriques et magnétiques décroissent très rapidement. Limitant la gêne au voisinage des antennes émettrices où les champs sont les plus intenses. Si la puissance d'émission est de 10W (10dB) il est possible d'évaluer l'écart avec le seuil de sensibilité des animaux qui est de 1μW (-60dB). Ainsi, $S_P^{Risk} = 10 + 60 = 70$</p>	S_P^{Risk}	70
<p>La bande de fréquence utilisée par la méthode de transmission s'étend de 100kHz à 500kHz. Dans la littérature, aucune étude ne semble évaluer la sensibilité des espèces aquatiques pour des ondes électromagnétiques à ces fréquences. Afin de ne pas sous-estimer les potentiels risques pour la faune dans cette bande de fréquence, il est estimé ici que 10% de la bande de fréquence utile provoque des désordres comportementaux de la faune. $S_F^{Risk} = \frac{40}{400}$</p>	S_F^{Risk}	0,1
<p>Pour des applications de télémétrie, la durée d'émission nécessaire à la transmission de mesures est faible mais leur fréquence doit-être élevée. Pour des applications de vidéo-inspection ou de surveillance, la durée d'émission d'une séquence est élevée mais peut être déclenchée sur demande ou à la détection d'un évènement particulier (levée de doute). Ainsi la durée cumulée d'émission T_e est relativement faible mais dépend du centre d'intérêt. Le temps de présence T_p des animaux concernés dans ces zones de risques (1km² maximum) est relativement faible, car ce sont des animaux se déplaçant relativement rapidement. En supposant que le risque soit maximum, c'est-à-dire que le centre d'intérêt soit les animaux eux-mêmes, nous considérerons ici que $S_T^{Risk} = \frac{T_e}{T_p} = 0,1$</p>	S_T^{Risk}	0,1
<p>Le nombre N d'espèces répertoriées sensibles aux champs électromagnétiques à cette bande de fréquence est estimée à 10. En supposant que 10% soient présentes simultanément sur la surface d'intérêt de 1km² : N=10</p>	N	10

2.6 Comparaison et choix de méthodes de transmissions

2.6.1 Synthèse générale des contraintes et des objectifs

Dans le chapitre 1 nous avons fixé des objectifs opérationnels de débit (80kbps), de portée (>10m), de compatibilité environnementale et de coûts de déploiement optimum. Afin de comparer les méthodes de transmissions permettant de répondre à ces objectifs, des critères de performances leur ont été associés. Pour chacune des méthodes de transmissions sous-marines, nous avons identifié les contraintes physiques et technologiques qui limitaient leurs performances (cf. tableau 2.7).

TABEAU 2-7. OBJECTIFS ET CONTRAINTES ASSOCIEES A CHAQUE TECHNIQUES DE TRANSMISSION

Objectifs opérationnels			Contraintes physiques et technologiques
Description	Critères de performance associés	Valeur cible	Paramètres limitant
Volume de surveillance inférieure à 1km ³ du Fond marin jusqu'à la surface Zones de déploiement : <ul style="list-style-type: none"> • réserves naturelles • zones industrielles 	Distance de transmission r	>10m	Acoustique : $A(r, f)_{dB}$
			Optique : $L_{\omega}(y, r) : c(\lambda)$
			MI : $A_{MI_{dB}}(f, r)$
			EM : $A_{EM_{dB}}(f, r)$
Capacité de transmission : <ul style="list-style-type: none"> • 1 image par secondes en VGA(640x480) avec 256 couleurs • 10 images QCIF par seconde 	Débit binaire D(b/s), Relié à : SE(b/s/Hz) et $I_{FC}^{BP}(\%)$	D>80kbps	Acoustique : Bande passante
			Optique : Aucune
			MI : Bande passante
			EM: Bande passante
Environnement : <ul style="list-style-type: none"> • Ne doit pas perturber la faune et la flore • Doit être discret 	Compatibilité environnementale I_R^{Env}	Maximum possible	Acoustique : Pression acoustique
			Optique : Intensité lumineuse
			MI : champ \vec{H}
			EM: champ \vec{E}
Limitation du Coût de déploiement : <ul style="list-style-type: none"> • Minimum de maintenance • Robustesse • Consommation énergétique réduite 	I_C^{dep} (b/s/UC)	Maximum possible	Acoustique : Consommation
			Optique : Entretien des optiques
			MI : Consommation
			EM : Consommation

2.6.2 Comparaison des méthodes de transmission

Afin de pouvoir comparer les méthodes de transmissions entre elles, de la manière la plus objective, nous avons choisi de les comparer chacune à leur point de fonctionnement optimum, présentant le meilleur compromis entre les critères de débit et de portée, en fonction des exigences de l'application cible. Ces points de fonctionnement ont été choisis au regard de l'état de l'art actuel [155] et sont représentés en vert sur la figure 2-17. Sur ce graphique apparaissent également les plages de fonctionnement de quelques solutions commerciales.

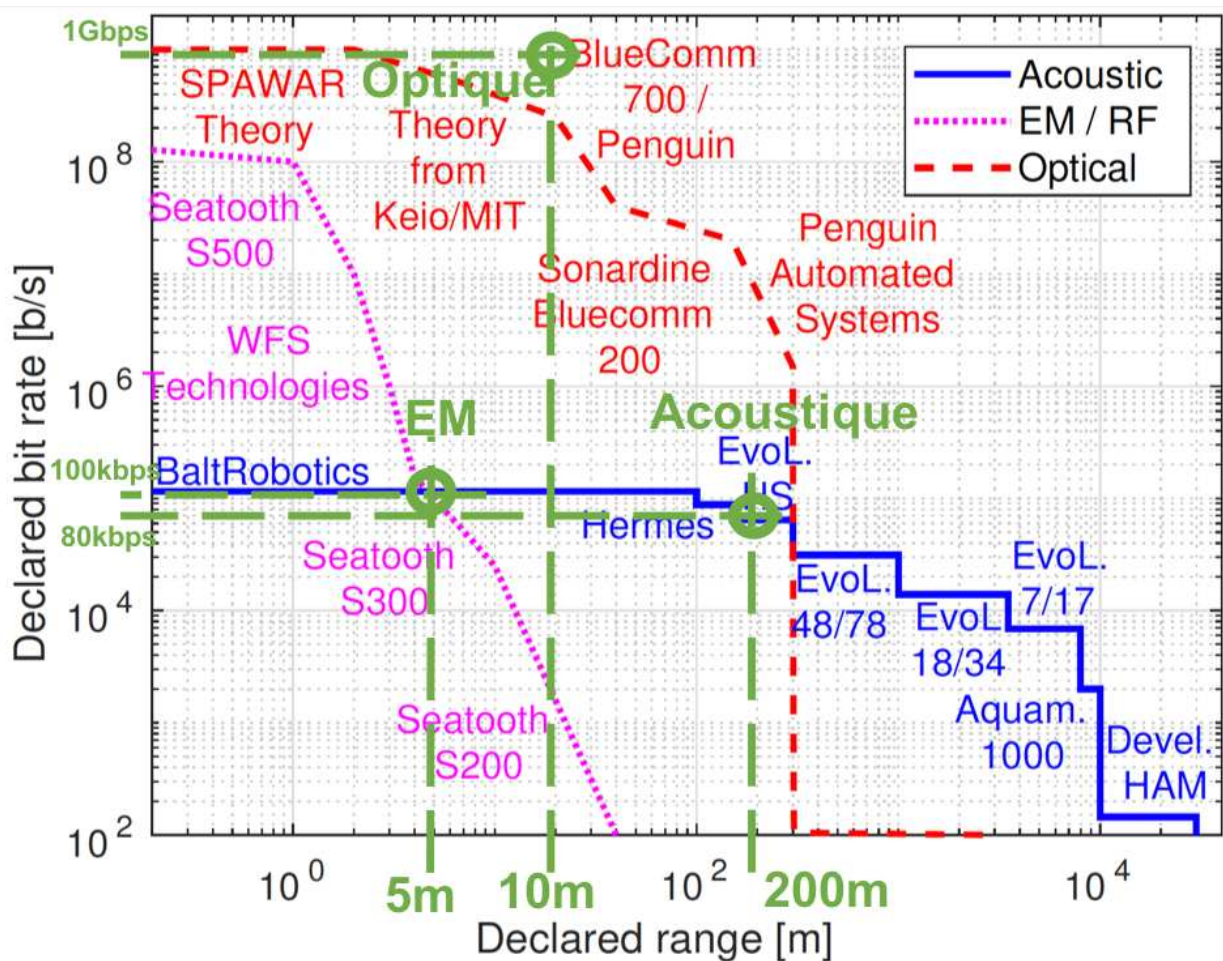


Figure 2-17. Points de fonctionnement du débit en fonction de la portée, choisis dans l'état de l'art des techniques de communications sous-marines [155].

A la lecture de ce graphique, nous pouvons conclure :

- qu'un compromis entre débit et distance de transmission doit être réalisé pour toutes les techniques envisageables ;
- que toutes les solutions proposées sont à la limite des plages de performances des différentes technologies disponibles. Ce qui confirme que les points de fonctionnement envisagés correspondent effectivement aux meilleures performances actuellement disponibles ;
- que toutes les méthodes permettent d'atteindre le débit minimum souhaité de 80kbps mais pour des distances de transmissions très différentes et même insuffisantes dans le cas des techniques électromagnétiques.

Cette première approche a été complétée par l'analyse des autres critères de performances, pour chacun des trois points de fonctionnement sélectionnés. La synthèse de ces évaluations est donnée dans le tableau 2.8 :

TABLEAU 2-8. TABLEAU COMPARATIF DES METHODES

Critères / Méthodes	r(m)	D(b/s)	I_{FC}^{BP} (%)	SE(b/s/Hz)	I_C^{dep} (b/s/UC)	I_R^{Env}
Acoustiques	200	80 kb/s	70	1	25188	0,0143
Optiques	10	1 Gb/s	200	0,01	1874	0,0171
EM/MI	5	100 kb/s	10	2	10^5	0,142
Moyenne	71	330 Mb/s	93	1	42354	0,0578

L'efficacité spectrale se déduit de la bande passante et du débit binaire. Nous avons donc choisi d'utiliser le débit binaire et l'indicateur de bande passante relative (I_{FC}^{BP}), qui peut être très utile pour sélectionner un schéma de modulation, pour comparer les méthodes. Finalement les critères retenus pour la comparaison des méthodes de transmissions sous-marines sont :

- la portée r (m),
- la bande passante relative I_{FC}^{BP} (%),
- le coût de déploiement I_C^{dep} (b/s/UC),
- la compatibilité environnementale I_R^{Env} .

Afin de pouvoir comparer graphiquement ces méthodes de transmission, nous avons normalisé ces critères (cf. Tableau 2.9) conformément à la méthode proposée au paragraphe 2.2.1. Le facteur $Critère_{score}$ relatif à chaque critère a été calculé à l'aide de la formule (2.1) en prenant comme coefficient de normalisation commun $K=5$.

TABEAU 2-9. TABLEAU COMPARATIF DES METHODES AVEC CRITERES NORMALISES

Critères / Méthodes	$Critère_{Score}$ $r(m)$	$Critère_{Score}$ $I_{FC}^{BP}(\%)$	$Critère_{Score}$ $I_C^{dep}(b/s/UC)$	$Critère_{Score}$ I_R^{Env}
Acoustiques	10	7,72	7,01	5,02
Optiques	3,49	10	1,36	5,40
EM/MI	1,99	3,49	10	10
Moyenne	7,77	8,35	8,13	8,05

Ces valeurs sont reportées sur le graphe Radar de la figure 2-18. Il apparaît que la méthode de transmission électromagnétique présente les meilleurs indicateurs de compatibilité environnementale et de coût de déploiement. En revanche, sa distance de transmission est très faible devant les méthodes acoustiques et présente une bande passante relative très étroite. Nous constatons également que l'ensemble de ces techniques forment ensemble un excellent compromis entre tous les critères de performances. En effet, la moyenne des performances couvre de manière homogène la surface du graphe de comparaison.

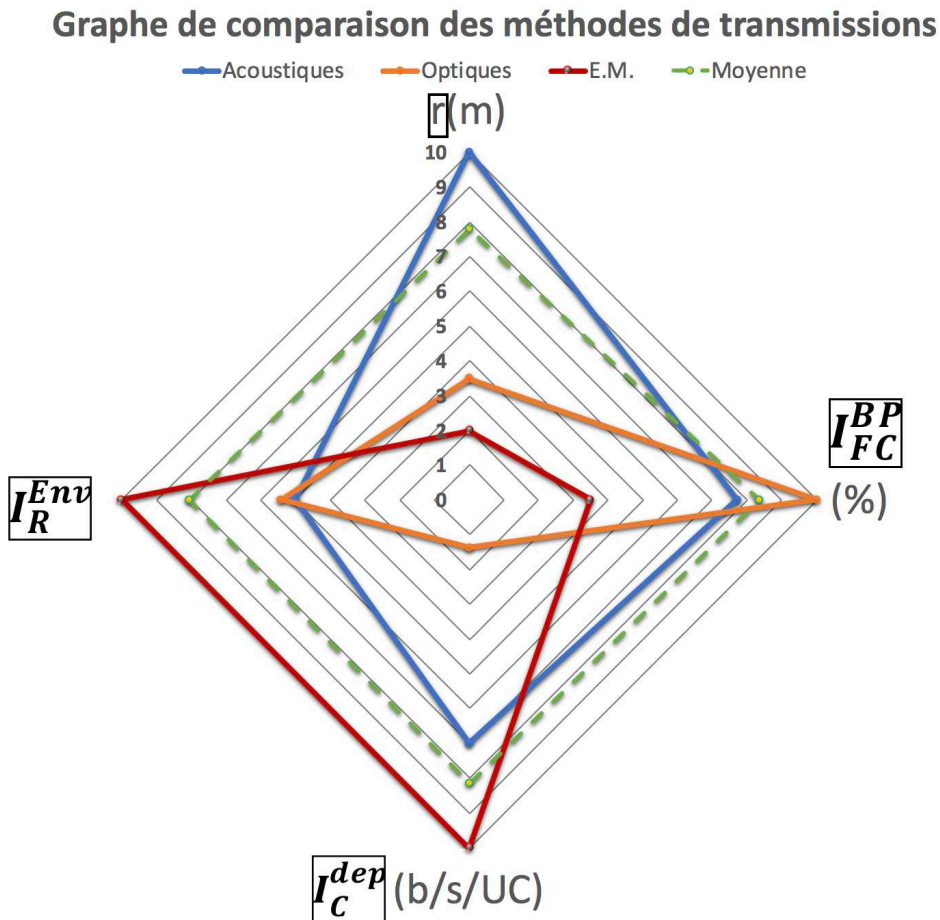


Figure 2-18. Graphe de comparaison des 3 méthodes de transmissions de données sous-marines.

2.6.3 Analyse des résultats et choix d'une méthode

Compte tenu des résultats de cette comparaison, nous choisissons la méthode électromagnétique en raison de son excellente compatibilité environnementale et de ses faibles coûts de déploiements. Malheureusement, cette méthode présente des distances de transmissions relativement faibles et une bande passante étroite. Cette bande passante étroite limite le débit binaire que nous cherchons à maximiser avec la portée. Ces limitations constituent les principaux verrous technologiques de cette méthode de transmission. Pour satisfaire les objectifs de performances, il s'agit donc de chercher à lever ces verrous afin d'augmenter la portée sans dégrader le débit.

Il est intéressant de remarquer que cette méthode électromagnétique autorise deux approches complémentaires. Chacune de ces variantes exploite les propriétés de propagation particulières des champs couplés magnétiques et électriques.

- Les techniques de propagation en champs lointains, se caractérisent à des distances relativement éloignées de la source au regard de la longueur d'onde. Elles mettent donc en jeu des fréquences relativement importantes qui favorisent des débits élevés même avec des modulations en bande étroite.
- Les techniques de transmissions en champs proches par magnéto-induction favorisent la propagation du champ magnétique en basse fréquence au voisinage de l'antenne. Elles autorisent des bandes relatives plus larges qui ne sont actuellement que partiellement utilisées.

Ainsi, il s'agit d'explorer les éventuelles possibilités d'amélioration de la distance de transmission offertes par chacune de ces techniques. Dans cette perspective, chaque option a fait l'objet de travaux spécifiques qui sont décrits dans les chapitres suivants.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons recherché et proposé des critères d'évaluation destinés à comparer les différentes méthodes de transmissions de données sous-marines. Cette réflexion, nous a amené à introduire de nouveaux indicateurs permettant de quantifier les impacts environnementaux et les conséquences financières engendrées par le déploiement de chaque technique.

Les principes physiques de propagation des différentes méthodes ont été présentés. Pour chacune d'entre elles, les caractéristiques des canaux de transmissions ont été introduites pour mettre en évidence les facteurs limitant la propagation des signaux. L'analyse de l'état de l'art des technologies des transducteurs nous a ensuite permis de choisir des compromis en termes de débit et de portée se rapprochant de nos objectifs. Ces choix de points de fonctionnement nous ont ensuite permis d'évaluer et de répertorier l'ensemble des critères de performance de chacune des techniques pour identifier la technique présentant un compromis optimal entre tous les indicateurs. Ce sont les techniques électromagnétiques qui présentent les performances de coûts de déploiement et de compatibilité environnementales les plus élevées. Malheureusement ces techniques présentent actuellement des limitations importantes en termes de distances de

transmission et de débits, qui ne satisfont pas aux critères de notre application. Ce point constitue le verrou technologique essentiel que nous nous proposons de chercher à lever dans la suite de cette thèse, pour *in fine* proposer une technologie à bas coût, respectueuse de l'environnement permettant de transmettre des signaux sur plus d'une dizaine de mètres à 80kbits/s.

3 Systèmes de transmissions numériques radioélectriques

« Qui serait assez téméraire pour affirmer que nous connaissons et percevons toutes les forces, toutes les ondes et tous les moyens de communications »

Hubert Reeves

Contributions :

Dans ce chapitre, nous proposons une analyse asymptotique du phénomène de propagation en milieu sous-marin qui met clairement en évidence deux types de pertes associées à des modes de propagation distincts que nous avons investigués expérimentalement. Le premier mode de propagation que nous avons étudié est associé aux pertes diélectriques. Cette étude s'est concrétisée par la simulation et la réalisation d'un prototype d'antenne original à « saut d'indice de permittivité » visant à exciter le milieu de manière à favoriser ce mode de propagation. Cette première approche a permis de mettre en évidence une incohérence entre les modèles de simulation et les mesures. Nous avons ensuite mené l'étude d'une antenne boucle destinée à exploiter le mode propagation par conduction. Nous avons en particulier cherché à caractériser sa bande passante et son impédance. Les essais menés sur site naturel avec ce second type d'antennes nous ont conduits à développer un modem bas débit moyenne portée.

3.1 Introduction

La propagation d'une onde EM dans de l'eau de mer est très différente de celle dans l'air. L'eau de mer est un milieu partiellement conducteur qui présente une forte permittivité. Les propriétés de propagation d'un tel milieu peuvent être appréhendées en résolvant analytiquement les équations de Maxwell dans le cas d'un milieu à pertes (effets diélectriques et de conductions). Dans la première partie de ce chapitre, nous montrerons que l'étude du phénomène de propagation des champs électromagnétiques nécessite de caractériser soigneusement le milieu sous-marin. Ces propriétés sont décrites mathématiquement au moyen d'un terme de conduction et d'une permittivité complexe qui interviennent dans l'expression du paramètre de propagation que nous étudierons. Nous montrerons ensuite que certains éléments chimiques présents dans l'eau de mer interagissent avec les champs électromagnétiques. Ces effets engendrent des circulations locales de courants locaux qui absorbent une partie de la puissance contenue dans le signal utile. Nous distinguerons deux types de pertes que nous associerons à deux modes distincts de propagation (diélectrique ou conduction) du champ électromagnétique.

Dans une deuxième partie, en s'appuyant sur l'étude théorique précédente et de certaines études expérimentales, nous mettrons en évidence les propriétés des ondes électromagnétiques qui minimisent les pertes en milieu sous-marin. Nous déterminerons alors une bande de fréquence et un type d'antenne permettant d'exciter au mieux ce mode de propagation. Un prototype d'antenne « à mode diélectrique » sera conçu, simulé, réalisé et testé. Les résultats de nos mesures permettront de conclure sur la pertinence de cette démarche et d'identifier certaines limites des modèles précédents.

Dans une troisième partie, nous étudierons une démarche alternative consistant à rechercher un compromis optimal entre fréquence et atténuation dans le mode de propagation en bande de conduction. Une nouvelle antenne sera dimensionnée puis caractérisée par simulation. Finalement, un modem spécifique, connecté à nos antennes, sera développé, permettant de réaliser des essais de transmissions sous-marines.

L'ensemble de ces premiers résultats nous permettront de conclure sur les méthodes de transmission en champs lointains favorisant la propagation du champ électrique.

3.2 Propagation du champ électromagnétique en milieu sous-marin

3.2.1 Équations de Maxwell en milieu sous-marin

Le comportement des champs magnétiques et électriques dans un milieu linéaire homogène et isotrope est décrit par les quatre équations de Maxwell données ci-dessous :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} & : \text{équation de Maxwell – Faraday} \quad (3.1) \\ \mu \cdot \vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0 & : \text{équation de Maxwell – Thomson} \quad (3.2) \\ \vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} & : \text{équation de Maxwell – Ampère} \quad (3.3) \\ \varepsilon \cdot \vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \rho & : \text{équation de Maxwell – Gauss} \quad (3.4) \end{array} \right. ,$$

où \vec{J} est la densité volumique de courant et ρ la densité volumique totale de charge.

En considérant que :

- i) nous nous plaçons dans le cas harmonique ;
- ii) nous adoptons la convention d'écriture complexe des fonctions harmoniques dans le domaine temporelle : $e^{j\omega t}$;
- iii) toute fonction du temps et de l'espace peut faire l'objet d'un découplage de la variable temporelle sous la forme : $U(t, X) = U(X) \cdot e^{j\omega t}$;
- iv) la densité volumique de courant de conduction obéit à la loi d'ohm locale $\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E}$;
- v) les courants liés à l'aimantation et engendrés par les effets diamagnétiques ou paramagnétiques sont négligés dans ce milieu. Ainsi, la densité volumique de moment

magnétique est supposée nulle quelle que soit l'intensité du champ magnétique d'excitation.

Les équations de Maxwell peuvent alors se réécrire en régime harmonique établi comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\mu \cdot j\omega \cdot \vec{H} \end{array} \right. \quad (3.5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu \cdot \vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0 \end{array} \right. \quad (3.6)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} + \varepsilon \cdot j\omega \cdot \vec{E} \end{array} \right. \quad (3.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon \cdot \vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \rho \end{array} \right. \quad (3.8)$$

Le calcul de la divergence de l'équation (3.9) permet d'écrire l'équation de conservation de charge :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{J} = -j\omega \cdot \rho \quad (3.9)$$

Ainsi, l'équation de Maxwell-Ampère peut se réécrire :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \sigma \cdot \vec{E} + \varepsilon \cdot j\omega \cdot \vec{E} \quad (3.10)$$

Cette dernière équation fait apparaître la conductivité (σ) et la permittivité (ε) qu'il est indispensable de caractériser dans le milieu sous-marin.

3.2.2 Caractérisation des grandeurs constitutives du milieu

3.2.2.1 Caractérisation de la conductivité

La conductivité (σ) de l'eau est un paramètre qui dépend de sa salinité (S) et de sa température (T) :

- a) *la salinité*, exprimée en parties par milliers (ppt³³), varie dans les océans de 20ppt à 40ppt et caractérise la quantité de sel dissous dans l'eau. Le sel est un composé ionique, de cations et d'anions, formant un matériau de charge neutre, qui peuvent être minéraux (chlorure), organiques (acétate), monoatomiques (fluorure) ou polyatomiques (Sulfate). W. Dittmar a montré en 1884 qu'en raison de la libre circulation des eaux entre les différents océans, la proportion entre ces ions reste constante, indépendamment de la salinité de l'eau de mer [156]. La conductivité est liée à la concentration et la conductivité molaire des différentes espèces d'ions présents dans l'eau et dont les

³³ Parties par milliers se traduit « parts per thousands » en anglais, d'où l'abréviation « ppt » pour désigner le taux de salinité

principaux sont répertoriés dans le tableau 3.1. Le tableau 3.2, répertorie, quant à lui, la salinité moyenne dans les principaux océans et mers de notre planète.

TABLEAU 3-1. TABLEAU DES IONS CONSTITUTIFS DE L'EAU DE MER [157]

Ion	Formula	g/Kg	mmol/Kg
Sodium	Na ⁺	10.781	468.96
Magnesium	Mg ²⁺	1.284	52.83
Calcium	Ca ²⁺	0.4119	10.28
Potassium	K ⁺	0.399	10.21
Strontium	Sr ²⁺	0.00794	0.0906
Chloride	Cl ⁻	19.353	545.88
Sulfate	SO ₄ ²⁻	2.712	28.23
Bicarbonate	HCO ₃ ⁻	0.126	2.06
Bromide	Br ⁻	0.067	0.844
Borate	H ₃ BO ₄ ⁻	0.0257	0.416
Fluoride	F ⁻	0.00130	0.068
Totals	11	35.169	1119.87

TABLEAU 3-2. SALINITE DE QUELQUES MERS ET OCEANS

Mer ou Océan	Salinité (en ppt)
Mer Noire	18 à 22
Océan Atlantique	33,5 à 37,5
Océan Pacifique	34,5 à 37
Océan Indien	35,5 à 36,7
Mer Méditerranée	38,5 à 41,5

- b) *La température (T)*, exprimée en degrés Celsius (°C), par agitation thermique, facilite la migration électronique intermoléculaire et augmente ainsi la conductivité.

Une formule empirique (3.11) [158] [159], déduite de mesures expérimentales, permet d'évaluer la conductivité (σ), en fonction de la température T et de la salinité S (variant entre 20 ppt et 40 ppt).

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma(T, S) = \sigma(T, S = 35) \cdot R(T = 15, S) \cdot \frac{R_T(S)}{R_{15}(S)} \\ \text{avec} \\ \sigma(T, S = 35) = 2,903602 + 8,607 \cdot 10^{-2} \cdot T + 4,738817 \cdot 10^{-4} \cdot T^2 \\ \quad - 2,991 \cdot 10^{-6} \cdot T^3 + 4,3047 \cdot 10^{-9} \cdot T^4 \\ R(T = 15, S) = S \cdot \frac{(37,5109 + 5,45216 \cdot S + 1,4409 \cdot 10^{-2} \cdot S^2)}{(1004,75 + 182,283 \cdot S + S^2)} \\ \frac{R_T(S)}{R_{15}(S)} = 1 + \frac{\left(\frac{6,9431 + 3,2841 \cdot S - 9,9486 \cdot 10^{-2} \cdot S^2}{84,850 + 69,024 \cdot S + S^2} \right) \cdot (T - 15)}{(49,843 - 0,2276 \cdot S + 0,198 \cdot 10^{-2} \cdot S^2) + T} \end{array} \right. \quad (3.11)$$

Dans la plupart des mers et océans, la conductivité varie de 3 Siemens (pour une température de 10°C et une salinité de 25ppt) à 6 Siemens (pour une température de 25°C et une salinité de 40ppt). La figure 3-1 représente l'évolution de la conductivité en fonction de la température pour différentes salinités. La figure 3-2 représente des mesures de l'évolution de la conductivité, en fonction de la profondeur, pour différents lieux du globe à différentes dates [160]. On constate que la conductivité varie fortement dans les 400 premiers mètres (figure 3-2(b)) pour ensuite atteindre un minimum au voisinage de 2000 m (figure 3-2(c)) et finalement remonter légèrement dans les bas-fonds marins.

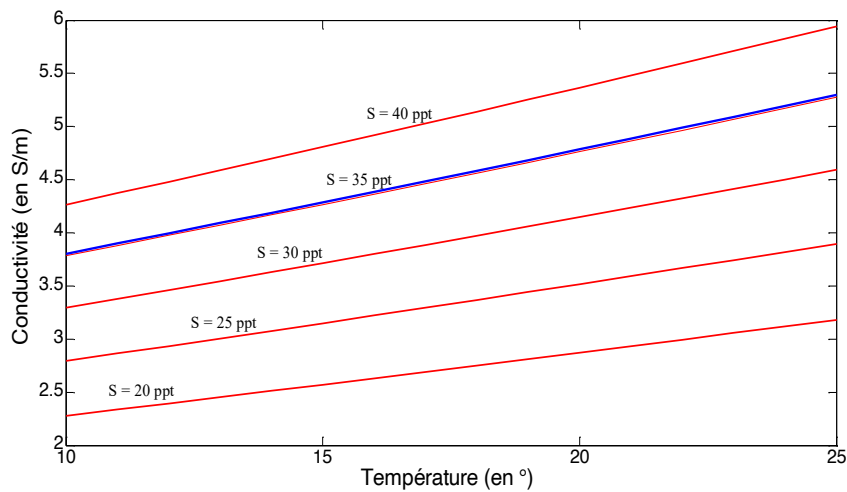


Figure 3-1. Représentation de l'évolution de la conductivité en fonction de la température

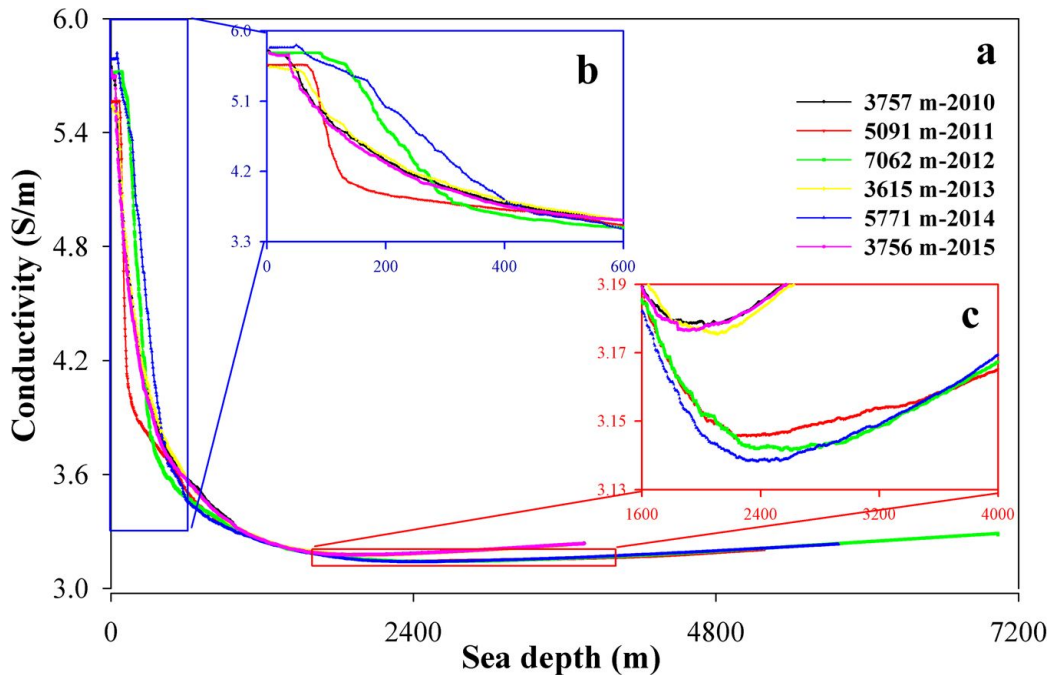


Figure 3-2. (a) Mesures de conductivité en fonction de la profondeur sur 5 sites distincts (b) agrandissement pour les 400 premiers mètres, (c) comportement détaillé au voisinage de 1600-4000m [160].

3.2.2.2 Caractérisation de la permittivité électrique

La permittivité (ϵ) est une grandeur macroscopique tensorielle intensive qui caractérise le comportement d'un milieu soumis à un champ électrique. Dans l'eau de mer, qui est ici considéré comme un milieu isotrope, ce tenseur est de dimension nulle et peut s'exprimer à l'aide de différents modèles auxquels sont associées des fonctions complexes. La partie imaginaire de la permittivité, caractérise la capacité du milieu à absorber ou émettre le champ électromagnétique. Plus la permittivité est faible, plus le matériau est un isolant électrique.

Dans la littérature, les équations, utilisées pour évaluer la permittivité, tiennent compte de la dynamique des phénomènes de polarisation décrits par les modèles de Debye [161] [162] [163]. Les évolutions des parties réelles et imaginaires des modèles les plus couramment utilisés sont représentées sur la figure 3-3 en fonction de la fréquence et de la température [163]. Nous avons choisi l'expression de la permittivité intrinsèque du milieu la plus fréquemment utilisée pour les fréquences inférieures à 1THz [162] [163]. Cette relation dépend de la pulsation angulaire ($\omega = 2\pi.f$) et d'un unique temps caractéristique de relaxation exponentielle (τ), associé à la dynamique de polarisation des molécules d'eau par le champ électrique incident :

$$\left\{ \begin{array}{l} \epsilon = \epsilon_0 \left(\epsilon_\infty + \frac{\epsilon_S - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \right) = \epsilon' - j \epsilon'' \\ \epsilon' = \epsilon_0 \left(\epsilon_\infty + \frac{\epsilon_S - \epsilon_\infty}{1 + (\omega\tau)^2} \right) \\ \epsilon'' = \epsilon_0 \left(\frac{\omega\tau \cdot (\epsilon_S - \epsilon_\infty)}{1 + (\omega\tau)^2} \right) \\ \epsilon_0 = \frac{1}{\mu_0 \cdot c^2} \approx 8,8542 \cdot 10^{-12} (F \cdot m^{-1}) \end{array} \right. , \quad (3.12)$$

où ϵ_S et ϵ_∞ sont respectivement les valeurs asymptotiques de la permittivité aux basses et hautes fréquences qui dépendent de la salinité et de la température [161], et ϵ_0 la permittivité du vide. La valeur de la constante de temps τ introduite dans ce modèle de Debye, qui dépend également de la salinité et de la température, est de l'ordre 8,8ps.

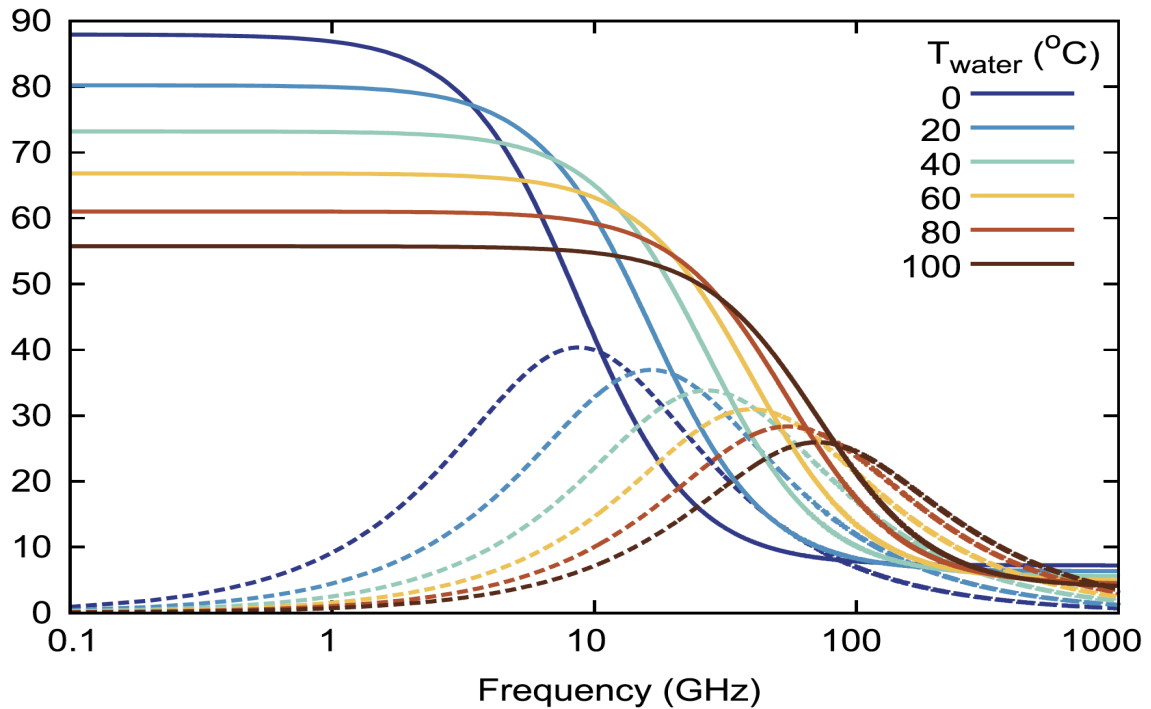


Figure 3-3. Représentation pour différents modèles des parties réelles (trait continu) et imaginaires (pointillés) de la permittivité relative $\left| \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \right|$ en fonction de la fréquence et de la température [163]

En considérant que :

- les températures des océans et des mers sont comprises entre 0°C et 30°C ;
- les fréquences mises en jeu sont inférieures à 1GHz.

Nous avons finalement choisi de fixer les valeurs de τ , ϵ_S et ϵ_∞ du modèle de permittivité pour une salinité de 35ppt et une température médiane de 15°C :

$$\begin{cases} \epsilon_\infty \approx 4,22 \\ \epsilon_S \approx 81 \\ \tau \approx 8,8ps \end{cases} \quad (\text{à } T^\circ = 15^\circ\text{C et } S = 35\text{ppt})$$

La figure 3-4 représente l'évolution en fonction de la fréquence, des parties réelles et imaginaires de la permittivité intrinsèque relative du modèle retenu ϵ/ϵ_0 , ainsi que de son module. Sur ces courbes, nous remarquons une valeur communément utilisée dans les calculs $|\epsilon| = 80 \cdot \epsilon_0 \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$ à 1GHz. D'autre part ce modèle reste une approximation qui devra être affinée en très haute fréquence (pour $f = 5 \cdot 10^{15} \text{ Hz}$, $|\epsilon| = \epsilon_0 \cdot 1,77 \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$).

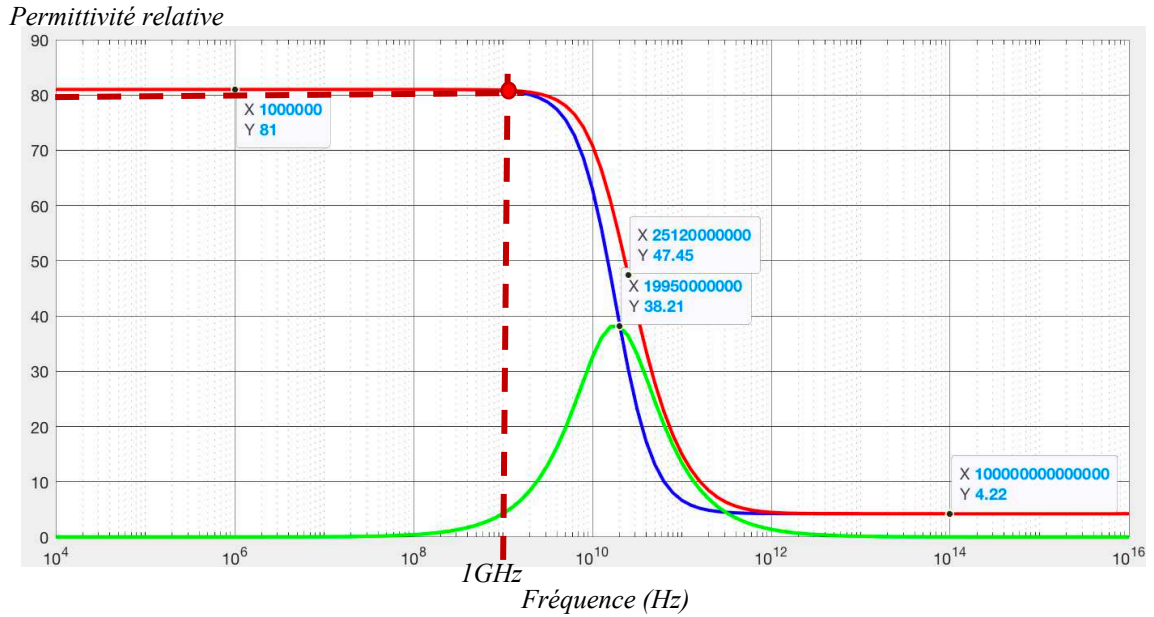


Figure 3-4. Module $\left| \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \right|$ (rouge), partie réelle $\frac{\epsilon'}{\epsilon_0}$ (en bleu), partie imaginaire $\frac{\epsilon''}{\epsilon_0}$ (en vert) de la permittivité relative du modèle retenu en fonction de la fréquence (Hz) avec $\epsilon_\infty = 4,22$ et $\epsilon_s = 81$

3.2.2.3 Caractérisation de la perméabilité magnétique

La perméabilité magnétique est une grandeur tensorielle intensive qui caractérise la capacité d'un milieu à induire un champ d'excitation magnétique \vec{H} lorsqu'il est soumis à un champ d'induction magnétique \vec{B} . L'eau de mer, isotrope, présente une perméabilité magnétique $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ identique à celle du vide $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} (H \cdot m^{-1})$. La perméabilité relative du milieu, μ_r est donc unitaire.

3.2.3 Propagation du champ électromagnétique

3.2.3.1 Courants induits et définition de la permittivité équivalente

La densité volumique totale de charge ρ peut-être décomposée en deux termes :

$$\rho = \rho_{libre} + \rho_{liées} \quad (3.13)$$

où ρ_{libre} caractérise les charges électriques qui existent dans le milieu indépendamment de l'excitation électrique. Le second terme, $\rho_{liées}$ caractérise la présence de charges qui apparaissent sous l'effet de polarisation engendrée par le champ électrique. Les nuages électroniques des éléments chimiques constitutifs de l'eau de mer sont déformés par la force de coulomb. Ce déplacement engendre une dissymétrie de la répartition spatiale des charges qui introduisent à l'échelle macroscopique de nouvelles charges apparentes.

On remarque que l'équation de Maxwell-Ampère fait apparaître l'induction de courants dans l'eau de mer. Ils sont une conséquence des variations spatiales du champ magnétique qui est couplé au champ électrique. Ceci peut être mis en évidence en introduisant la loi d'ohm locale dans l'équation (3.9) :

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \wedge \vec{H} &= \sigma \cdot \vec{E} + \varepsilon \cdot j\omega \cdot \vec{E} = j\omega \cdot \left(\varepsilon' - j \left(\varepsilon'' + \frac{\sigma}{\omega} \right) \right) \cdot \vec{E} = j\omega \cdot \varepsilon_{eq} \cdot \vec{E} \\ \varepsilon_{eq} &= \varepsilon' - j \left(\varepsilon'' + \frac{\sigma}{\omega} \right),\end{aligned}\quad (3.14)$$

où ε_{eq} est la permittivité équivalente de l'eau de mer lorsqu'elle soumise à un champ électromagnétique. Cette expression enrichit celle de la permittivité intrinsèque.

De manière complémentaire et par identification nous pouvons également faire apparaître une conductivité équivalente σ_{eq} à l'eau de mer excitée par un champ électrique :

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \wedge \vec{H} &= \vec{J} + \varepsilon \cdot j\omega \cdot \vec{E} = j\omega \cdot \left(\varepsilon' - j \left(\varepsilon'' + \frac{\sigma}{\omega} \right) \right) \cdot \vec{E} = \sigma_{eq} \cdot \vec{E} \\ \text{Avec } \sigma_{eq} &= \sigma' + j\sigma''\end{aligned}\quad (3.15)$$

Par identification on obtient :

$$\begin{cases} \sigma' = (\sigma + \omega\varepsilon'') \\ \sigma'' = \omega \cdot \varepsilon' \end{cases}\quad (3.16)$$

Ces termes complexes, constitutifs de la conductivité équivalente, permettent de faire apparaître clairement deux sortes de courants induits dans l'eau de mer :

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \wedge \vec{H} &= \overrightarrow{J_{total}} = \overrightarrow{J_{cond}} + \overrightarrow{J_{diel}} = \overrightarrow{J_{cond}} + (\overrightarrow{J_{dielR}} + \overrightarrow{J_{dielI}}) \\ \text{Avec } \overrightarrow{J_{cond}} + \overrightarrow{J_{dielR}} &= \sigma' \cdot \vec{E} \text{ et } \overrightarrow{J_{dielI}} = \sigma'' \cdot \vec{E}\end{aligned}\quad (3.17)$$

Ces composantes du courant équivalent $\overrightarrow{J_{total}}$ de l'ensemble des courants induits dans le milieu présentent une quadrature de phase et sont associées à deux phénomènes distincts :

- Les courants de conduction ioniques, $\overrightarrow{J_{cond}} = \sigma \cdot \vec{E}$, sont liés aux effets de polarisation ioniques et sont essentiellement favorisés par les ions majoritaires Na^+ et Cl^- qui sont les ions majoritaires qui induisent des mouvements des charges libres de densité volumique ρ_{libre} [164]. Ils mettent en évidence le comportement *conducteur* de l'eau de mer.
- Les courants de déplacement, $\overrightarrow{J_{diel}}$, présentent deux composantes. La première, $\overrightarrow{J_{dielR}} = \omega\varepsilon'' \cdot \vec{E}$, qui domine en hautes fréquences, est en phase avec le champ électrique. Ce courant correspond aux mouvements de charges engendrés par la polarisation électronique. La seconde composante, $\overrightarrow{J_{dielI}} = \omega \cdot \varepsilon' \cdot \vec{E}$, dominante en basse fréquence, est en quadrature de phase avec le champ électrique et est caractéristique de l'orientation des moments dipolaires des molécules d'eau. Ces courants locaux sont liés aux effets de la polarisation et engendrent les mouvements oscillants des charges apparentes des nuages électroniques de densité volumique $\rho_{liées}$. Ils sont associés aux propriétés *diélectriques* de l'eau de mer.

Ces courants sont donc attribuables à des effets induits de natures différentes qui se combinent lorsque des champs électromagnétiques évoluent dans l'eau de mer. Nous associerons, dans la suite, à chacun de ces phénomènes, deux *modes* propagation distincts favorisant soit les courants de *conduction*, soit les courants d'origine *diélectriques*.

3.2.3.2 Équations de propagation

En appliquant l'opérateur rotationnel aux équations de Maxwell-Ampère et Maxwell-Faraday, on obtient deux équations de propagation de champs couplés, l'une pour le champ électrique, l'autre pour le champ magnétique :

$$\begin{cases} \Delta \vec{E} = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} + \mu \frac{\partial \vec{J}}{\partial t} + \frac{1}{\varepsilon} \vec{\nabla} \cdot \rho & (3.18) \\ \Delta \vec{H} = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} - \mu (\vec{\nabla} \wedge \vec{J}) & (3.19) \end{cases}$$

Le milieu étant supposé isotrope et homogène, ρ est invariant dans toutes les directions de l'espace, il vient $\vec{\nabla} \cdot \rho = \vec{0}$.

Dans le cas général, ces équations sont très difficiles à résoudre formellement [165], aussi fait-on appel à des logiciels de simulation pour évaluer le comportement des champs électromagnétiques. En régime harmonique, ces équations se ramènent à un système d'équation de Helmholtz pour les composantes du champ électromagnétique :

$$\begin{cases} \Delta \vec{E} + k^2 \vec{E} = -j\omega \cdot \mu \cdot \vec{J} & (3.20) \\ \Delta \vec{H} + k^2 \vec{H} = -\mu (\vec{\nabla} \wedge \vec{J}) & (3.21) \end{cases}$$

$$k = \omega \sqrt{\mu \cdot \varepsilon} \quad (3.22)$$

Ces premières équations différentielles non homogènes permettent de faire apparaître les sources de courants. En utilisant la permittivité électrique équivalente ε_{eq} on peut réécrire ces équations pour les rendre homogènes, en ne considérant que les courants induits :

$$\begin{cases} \Delta \vec{E} + k_{eq}^2 \vec{E} = 0 & (3.23) \\ \Delta \vec{H} + k_{eq}^2 \vec{H} = 0 \quad , & (3.24) \end{cases}$$

$$k_{eq} = \omega \sqrt{\mu \cdot \varepsilon_{eq}} = -j\gamma \quad (3.25)$$

où ω est la pulsation angulaire de la composante harmonique considérée, k son nombre d'ondes et γ , son paramètre de propagation.

En tenant compte des effets de la conductivité et de polarisation, nous pouvons considérer que les ondes se propagent à une vitesse moyenne v dans l'eau de mer qui peut être évaluée ainsi :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu \cdot \epsilon_{eq}}} = \frac{c}{\sqrt{\frac{\epsilon'}{\epsilon_0} - \frac{j}{\epsilon_0} \left(\epsilon'' + \frac{\sigma}{\omega} \right)}} \quad (m \cdot s^{-1}) \quad (3.26)$$

On introduit alors la longueur d'onde associée λ qui correspond à la distance parcourue lorsque la phase de l'onde a réalisé une révolution de 2π :

$$\lambda = \frac{2\pi}{\Im\{\gamma\}} \quad (m) \quad (3.27)$$

3.2.3.3 Caractérisation des ondes électromagnétiques en champs lointains

3.2.3.3.1 Conditions de validité des équations en champs lointains

En s'éloignant de son antenne émettrice de dimension maximale D , une onde électromagnétique traverse successivement plusieurs zones [165] comme représenté sur la figure 3-5 :

- une zone de champ proche composée :
 - d'une zone réactive ou évanescente, au voisinage immédiat de l'antenne, dans laquelle les champs électriques \vec{E} et \vec{H} sont déphasés de 90° . Dans cette zone, très proche de l'antenne, le champ électrique décroît avec le cube de la distance à la source tandis que le champ magnétique, lui, décroît avec le carré de la distance ;
 - de la zone de Rayleigh, dans laquelle l'énergie de l'onde est contenue dans un cylindre englobant l'antenne et centré sur l'axe d'ouverture rayonnante de l'antenne. Dans cette zone, l'onde diverge peu ;
 - de la zone radiative intermédiaire de Fresnel où l'onde diverge naturellement. À la limite supérieure de cette zone, la largeur angulaire du lobe principal est égale à l'ouverture angulaire de l'antenne.
- enfin la zone de champ lointain dite de Fraunhofer, dans laquelle l'onde est contenue dans un faisceau conique. On considère dans cette zone que les ondes sont localement planes. Si l'antenne est considérée idéalement isotrope, alors ce cône devient une sphère centrée sur la source.

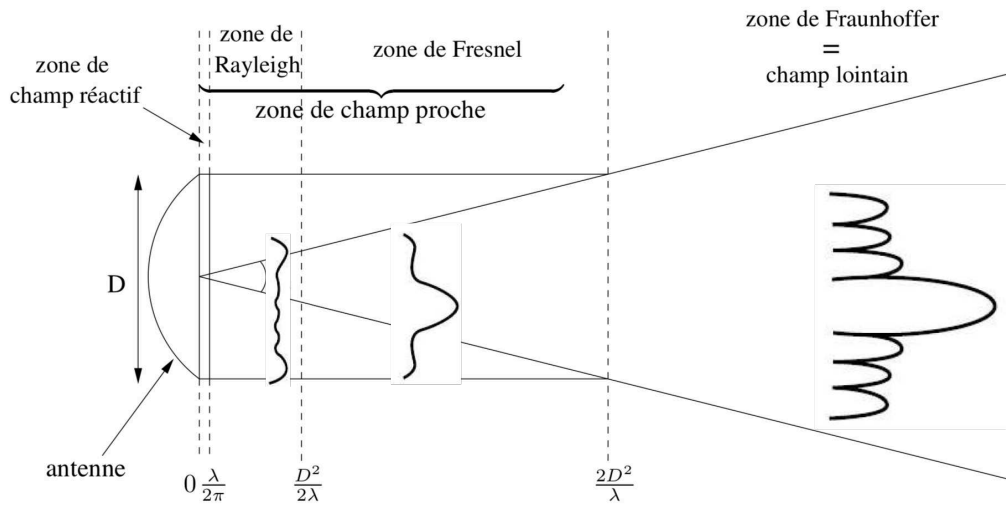


Figure 3-5. Zones de rayonnement d'une onde électromagnétique de longueur d'onde λ autour d'une antenne émettrice de dimension maximum D ayant une ouverture angulaire Δ [165]

Pour introduire la théorie permettant de résoudre les équations de propagation nous considérerons, en plus des hypothèses permettant d'écrire les équations Helmholtz, que :

- i) les ondes évoluent dans le milieu aquatique dépourvu d'obstacles ;
- ii) nous nous plaçons en champs lointains, c'est-à-dire à une distance suffisamment éloignée de l'antenne émettrice pour la considérer comme une source ponctuelle. Cette source peut alors être représentée à l'aide une distribution de Dirac notée $\delta(x)$.
- iii) l'antenne rayonne de manière isotrope ;
- iv) nous utiliserons les coordonnées polaires en notant r , la distance à la source.

3.2.3.3.2 Expression des ondes en champs lointain

La théorie des fonctions de Green propose une approche analytique générale permettant de résoudre les équations de Helmholtz. Comme exposé dans la thèse de E. Conil [165], cette théorie appliquée à l'électromagnétisme s'appuie sur l'idée que les antennes peuvent être modélisées par une distribution spatiale de sources ponctuelles. Ainsi, la résolution des équations de propagation harmoniques se simplifie car elles se réduisent à leur forme caractéristique dont la solution élémentaire est appelée *fonction de Green*. Dans le cas général de l'électromagnétisme, la nature vectorielle des champs impose le formalisme tensoriel et l'utilisation de la forme dyadique des fonctions de Green. Cette technique permet de modéliser le comportement des ondes électromagnétiques dans des scènes complexes impliquant de nombreux obstacles mais nécessite encore l'utilisation de moyens numériques de résolution [166]. La méthode, consiste à écrire la transformée de Fourier (TF) spatiale des équations harmoniques de propagation sous la forme canonique scalaire suivante :

$$TF\{\Delta f(r) + k^2 f(r) = -u(r)\} = \Delta F(jX) + k^2 F(jX) = -U(jX), \quad (3.28)$$

avec $u(r)$ une fonction source connue que nous supposons ponctuelle dans l'espace et assimilable à une distribution de Dirac : $u(r) = \delta(r)$,

$$F(jX) = \int f(r).e^{-jrX} dr \text{ et } U(jX) = \int u(r).e^{-jrX} dr = 1 \quad (3.29)$$

En remarquant que $\Delta F(jX) = -X^2.F(jX)$

$$\text{Il vient } F(jX) = \frac{U(jX)}{X^2-k^2} = U(jX).G(jX) \text{ avec } G(jX) = \frac{1}{X^2-k^2} \quad (3.30)$$

La fonction $u(r)$ étant connue, le problème revient à calculer $g(r)$. On montre par application de la transformée de Fourier inverse que $g(r)$ est la fonction de Green :

$$g(r) = \frac{e^{-j.k.r}}{4.\pi.r} \quad (3.31)$$

Dans le cadre des hypothèses précédentes, il est possible de transposer cette solution des équations scalaires aux champs électromagnétiques. En effet, on remarque que l'isotropie du rayonnement émis dans un milieu homogène introduit une symétrie centrale des champs autour de la source. Ceci permet de ramener les solutions des équations vectorielles de propagation à une forme scalaire dépendante de la distance r à la source. Au voisinage d'un point M de la zone de champs lointains, on peut alors construire un repère local dans lequel les composantes de champs peuvent être exprimées comme représenté sur la figure 3-6. En appliquant cette méthode de résolution à l'équation de propagation du champ électrique, on obtient la solution suivante exprimée dans le repère cartésien local $(\vec{\phi}, \vec{\theta}, \vec{r})$ au point M de coordonnées sphériques (θ, ϕ, r) :

$$\vec{E} = \frac{E_0.e^{j\omega t - \gamma r}}{4.\pi.r} . \vec{\theta} + 0.\vec{\phi} + 0.\vec{r}, \quad (3.32)$$

où E_0 est l'amplitude du champ électrique engendré par la source ici arbitrairement choisie avec une polarisation linéaire verticale. Le champ d'excitation magnétique se déduit de l'expression du champ électrique en utilisant l'équation de couplage de Maxwell-Faraday. Cette condition implique que le champ d'excitation magnétique \vec{H} est orthogonal aux vecteurs champ électrique \vec{E} et \vec{r} , n'ayant alors qu'une unique composante suivant le vecteur de la base locale $\vec{\theta}$. Ces solutions décrivent une onde progressive localement plane qui se propage suivant le vecteur \vec{r} (cf. figure 3-6).

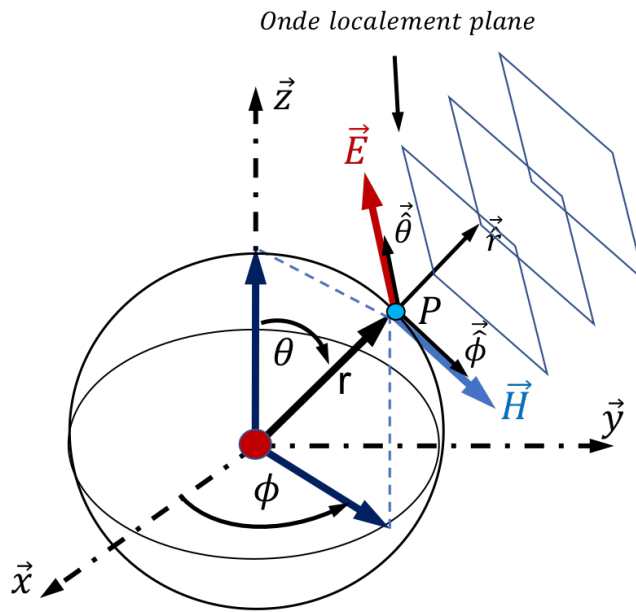


Figure 3-6. Repère local associé à une onde localement plane émise par une source ponctuelle en coordonnées sphériques.

Le paramètre de propagation γ , peut s'exprimer avec une partie réelle et une partie imaginaire :

$$\gamma = j\omega \left(\left(\varepsilon' - j \left(\varepsilon'' + \frac{\sigma}{\omega} \right) \right) \cdot \mu \right)^{1/2} = \alpha + j\beta \quad (3.33)$$

L'expression du champ électrique peut alors se réécrire comme suit :

$$\vec{E} = \frac{E_0 \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-\alpha r} \cdot e^{-j\beta r}}{4 \cdot \pi \cdot r} \cdot \vec{\theta} + 0 \cdot \vec{\phi} + 0 \cdot \vec{r} = \frac{E_0 \cdot e^{-\alpha r} \cdot e^{j(\omega t - \beta r)}}{4 \cdot \pi \cdot r} \cdot \vec{\theta} \quad (3.34)$$

3.2.3.4 Étude du paramètre de propagation

3.2.3.4.1 Atténuation linéique

La partie réelle de γ , permet de déterminer le coefficient d'atténuation linéique α (en Neper/m) qui après identification dans l'équation (3.33), s'exprime ainsi :

$$\alpha = \Re(\gamma) = \omega \sqrt{\frac{\varepsilon' \mu_0}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon'} + \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \right)^2} - 1 \right)^{1/2}} \quad (3.35)$$

Pour analyser l'influence de l'atténuation linéique, il est intéressant de comparer son comportement fréquentiel dans l'eau de mer et dans l'eau douce. Nous remarquons que la conductivité du milieu joue un rôle primordial dans la propagation de l'onde. On cherche également à mettre en évidence l'influence des pertes diélectriques en incluant ou en négligeant

les effets du temps de relaxation caractéristique τ introduit dans le modèle de Debye. La composante de l'atténuation linéique (en dB/m) du champ électrique qui dépend de α (exprimé pour $r=1m$) s'exprime comme suit :

$$Att_{dB}(\alpha) = -20 \cdot \log\left(\frac{\|\vec{E}\|_{r=1m}}{4 \cdot \pi \cdot E_0}\right) = 20 \cdot \log(e^\alpha) = \frac{20 \cdot \alpha}{\ln(10)} \approx 8,686 \cdot \alpha \quad (3.36)$$

La figure 3-7, représente l'évolution de cette fonction $Att_{dB}(\alpha)$ en fonction de la fréquence, en eau douce et en eau de mer (trait plein, modèle complet ; en pointillé, modèle sans les pertes diélectriques).

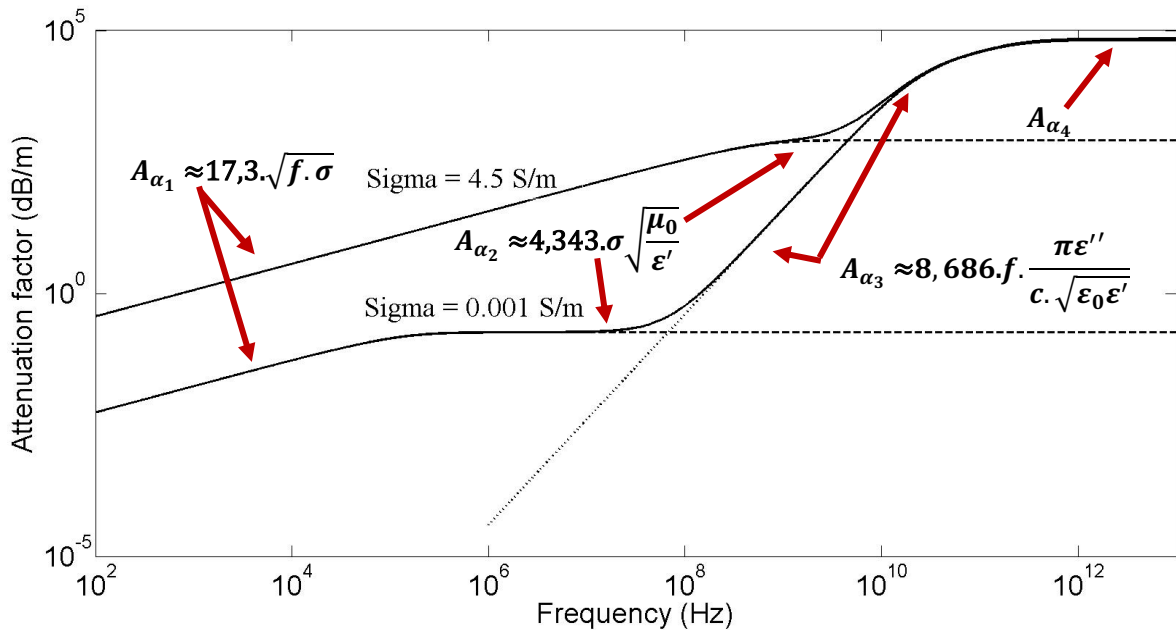


Figure 3-7. Atténuation du champ électrique dans l'eau de mer et en eau douce avec (en trait continu) et sans les pertes diélectriques (pointillés). Valeurs numériques : $\tau = 8,8 \times 10^{-12}$; $\epsilon_\infty = 4,22$; $\epsilon_s = 81$.

Il est intéressant de remarquer que ces courbes, représentatives de l'évolution fréquentielle du modèle de Debye, font apparaître quatre zones qui peuvent être associées à des comportements asymptotiques distincts du coefficient d'atténuation (cf. figure 3-7). L'analyse du coefficient α en fonction de la fréquence permet d'évaluer les pentes de ces asymptotes. Ainsi, nous approximations α , en comparant la conductivité (σ) avec le produit de la pulsation et des parties réelles et imaginaires de la permittivité :

- a) Lorsque $\sigma \gg \omega \epsilon'$ et $\sigma \gg \omega \epsilon''$, le mode de conduction électrique est prédominant. Dans cette gamme de fréquence, un modèle simplifié, négligeant les pertes diélectriques, peut être utilisé. Dans ce mode, l'atténuation varie avec la racine carrée de la fréquence.

$$\frac{\sigma}{\omega \epsilon'} \gg 1 \gg \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \Rightarrow \alpha_1 \approx \omega \sqrt{\frac{\epsilon' \mu_0}{2}} \left(\sqrt{\left(\frac{\sigma}{\omega \epsilon'}\right)^2 - 1} \right)^{1/2} \approx \omega \sqrt{\frac{\epsilon' \mu_0}{2}} \sqrt{\frac{\sigma}{\omega \epsilon'}} \quad (3.37)$$

$$\alpha_1 \approx \sqrt{\frac{\sigma \omega \mu_0}{2}} \approx \sqrt{\frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2\pi f \cdot \sigma}{2}} \approx 2 \cdot \sqrt{f \cdot \sigma} \quad (\text{avec } f \text{ en MHz}) \quad (3.38)$$

$$Att_{dB}(\alpha_1) = A_{\alpha_1} \approx 17,3 \cdot \sqrt{f \cdot \sigma} \quad (\text{dB} \cdot \text{m}^{-1}) \text{ avec } f \text{ exprimée en MHz} \quad (3.39)$$

- b) Lorsque $\omega \varepsilon' \gg \sigma \gg \omega \varepsilon''$, les pertes induites par conduction et par effets diélectriques se cumulent et affectent significativement l'atténuation. Cependant, dans cette zone plate, il n'est pas nécessaire de tenir compte de la dépendance fréquentielle de la permittivité.

$$1 \gg \frac{\sigma}{\omega \varepsilon'} \gg \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \Rightarrow \alpha_2 \approx \omega \sqrt{\frac{\varepsilon' \mu_0}{2}} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon'} \right)^2} - 1 \right)^{1/2} \quad (3.40)$$

$$\approx \omega \sqrt{\frac{\varepsilon' \mu_0}{2}} \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon'} \right)^2 - 1 \right)^{1/2} \quad \text{car } \sqrt{1+x^2} \approx 1 + \frac{1}{2}x^2 + R(x) \text{ et } \lim_{x \rightarrow 0} R(x) = 0$$

$$\alpha_2 \approx \omega \sqrt{\frac{\varepsilon' \mu_0}{4}} \cdot \frac{\sigma}{\omega \varepsilon'} \approx \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon'}} \quad (3.41)$$

$$Att_{dB}(\alpha_2) = A_{\alpha_2} \approx 4,343 \cdot \sigma \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon'}} \quad (\text{dB} \cdot \text{m}^{-1}) \quad (3.42)$$

- c) Lorsque $\omega \varepsilon' \gg \omega \varepsilon'' \gg \sigma$, le comportement de l'atténuation est largement influencé par les effets diélectriques. Dans ce mode, les pertes par conduction deviennent négligeables, nécessitant l'utilisation du modèle de Debye. Le coefficient d'atténuation dépend linéairement de la fréquence :

$$1 \gg \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \gg \frac{\sigma}{\omega \varepsilon'} \Rightarrow \alpha_3 = \omega \sqrt{\frac{\varepsilon' \mu_0}{2}} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \right)^2} - 1 \right)^{1/2} \quad (3.43)$$

$$\approx \omega \sqrt{\frac{\varepsilon' \mu_0}{2}} \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \right)^2 - 1 \right)^{1/2} \quad \text{car } \sqrt{1+x^2} \approx 1 + \frac{1}{2}x^2 + R(x) \text{ et } \lim_{x \rightarrow 0} R(x) = 0$$

$$\alpha_3 \approx \omega \sqrt{\frac{\varepsilon' \varepsilon_0 \mu_0}{4 \varepsilon_0}} \cdot \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{\omega}{2c} \frac{\varepsilon''}{\sqrt{\varepsilon_0 \varepsilon'}} = f \cdot \frac{\pi \varepsilon''}{c \cdot \sqrt{\varepsilon_0 \varepsilon'}} \quad (3.44)$$

Avec la fréquence f exprimé en Hz, on obtient :

$$Att_{dB}(\alpha_3) = A_{\alpha_3} \approx 8,686 \cdot f \cdot \frac{\pi \varepsilon''}{c \cdot \sqrt{\varepsilon_0 \varepsilon'}} \quad (\text{dB} \cdot \text{m}^{-1}) \quad (3.45)$$

d) Enfin, quand la pulsation tend vers l'infinie, l'expression de α devient indépendante de la fréquence. Ce coefficient dépend alors faiblement de la conductivité et peut être approximé ainsi :

$$\omega \rightarrow \infty \Rightarrow 1 \gg \frac{\sigma}{\omega \varepsilon'} \rightarrow 0 \Rightarrow \alpha_4 = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \left[\omega \sqrt{\frac{\varepsilon' \mu_0}{2}} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon'} + \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \right)^2} - 1 \right)^{1/2} \right] \quad (3.46)$$

Dans ces conditions :

$$1) \lim_{\omega \rightarrow \infty} \varepsilon' = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \left[\varepsilon_0 \left(\varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_S - \varepsilon_\infty}{1 + (\omega\tau)^2} \right) \right] = \varepsilon_0 \varepsilon_\infty$$

$$2) \lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \left[\frac{\varepsilon_0 \left(\varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_S - \varepsilon_\infty}{1 + (\omega\tau)^2} \right)}{\varepsilon_0 \left(\frac{\omega\tau \cdot (\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)}{1 + (\omega\tau)^2} \right)} \right] = \frac{\omega\tau(\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)}{1 + (\omega\tau)^2} = \frac{\varepsilon_S - \varepsilon_\infty}{\varepsilon_\infty \cdot \omega\tau}$$

$$\text{Il vient : } \lim_{\omega \rightarrow \infty} \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon'} + \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \right) = \frac{\sigma\tau + \varepsilon_0(\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)}{\varepsilon_0 \varepsilon_\infty \tau \omega}$$

$$\Rightarrow \lim_{\omega \rightarrow \infty} \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon'} + \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \right)^2} \approx 1 + \frac{1}{2\omega^2} \left(\frac{\sigma\tau + \varepsilon_0(\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)}{\varepsilon_0 \varepsilon_\infty \tau} \right)^2$$

$$\text{alors, } \alpha_4 \approx \omega \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_\infty \mu_0}{2}} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\omega^2} \left(\frac{\sigma\tau + \varepsilon_0(\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)}{\varepsilon_0 \varepsilon_\infty \tau} \right)^2}$$

$$\alpha_4 \approx \frac{|\sigma\tau + \varepsilon_0(\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)|}{2\tau \cdot c \sqrt{\varepsilon_\infty}} \quad (3.47)$$

$$Att_{dB}(\alpha_4) = A_{\alpha_4} \approx 8,686 \cdot \left(\frac{|\sigma\tau + \varepsilon_0(\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)|}{2\tau \cdot c \cdot \sqrt{\varepsilon_\infty}} \right) \quad (\text{dB} \cdot \text{m}^{-1}) \quad (3.48)$$

Nous remarquons que les effets de la polarisation apparaissent de manière significative pour des fréquences relativement élevées, au voisinage de 1GHz en eau de mer. Cette influence se traduit par un accroissement important de l'atténuation pour atteindre un nouveau plateau au voisinage des fréquences de l'ordre du THz.

Pour les fréquences inférieures à 100MHz, c'est le mode de conduction qui est prédominant. Dans ce cas, l'atténuation linéique peut être approximée par $17,3 \cdot \sqrt{f \cdot \sigma}$ (en dB/m) et croît avec la racine carrée de la fréquence exprimée en MHz. Le tableau 3.3 répertorie certaines valeurs de l'atténuation linéique pour quelques fréquences caractéristiques.

TABEAU 3-3. ATTENUATIONS LINEIQUES EN EAU DE MER ET EN EAU DOUCE POUR DIFFERENTES FREQUENCES

Fréquence (MHz)	0,1	1	10	100	1000
Atténuation (dB/m) en eau de mer ($\sigma = 4,5S/m$)	11,6	36,7	116	367	1160
Atténuation (dB/m) en eau douce ($\sigma = 0,001S/m$)	0,14	0,18	0,19	0,58	39,9

Nous constatons que l'atténuation en eau de mer augmente très rapidement avec la fréquence, ce qui impose l'utilisation de fréquences inférieures au MHz pour atteindre des distances de quelques mètres. En eau douce, les pertes par conduction sont bien plus faibles et varient peu entre 100kHz et 10MHz, ce qui correspond au plateau d'atténuation associé à l'approximation asymptotique $Att_{dB}(\alpha_2)$.

Au-delà de fréquences de l'ordre de 100GHz, les pertes dipolaires sont prédominantes et l'atténuation linéique en eau de mer converge avec celle de l'eau douce pour atteindre des valeurs de l'ordre de 10^5 dB/m, rendant inenvisageable l'utilisation de techniques de transmissions électromagnétiques utilisant des antennes classiques. Au-delà de ces fréquences (optique), les modes de propagations diffèrent car le modèle de Debye utilisé ici n'est plus valide (cf. méthodes optiques introduites au chapitre 2).

3.2.3.4.2 Analyse de la longueur d'onde

La partie imaginaire de γ , appelée le paramètre de phase, noté β , est donné par la relation suivante :

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\epsilon' \mu_0}{2}} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \epsilon'} + \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \right)^2} + 1 \right)^{1/2} \quad (3.49)$$

Ce paramètre permet également de calculer la longueur d'onde λ :

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega} \sqrt{\frac{2}{\epsilon' \mu_0}} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \epsilon'} + \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \right)^2} + 1 \right)^{-1/2} \quad (3.50)$$

La figure 3-8 représente la longueur d'onde (en mètre) en fonction de la fréquence de l'onde émise pour une eau ayant une conductivité de 0.001 S/m (eau douce) et une eau ayant une conductivité de 4.5 S/m (eau de mer). Les courbes en bleues sont obtenues avec le modèle simple (sans perte diélectrique) et les courbes en rouges avec le modèle de Debye. Les deux modèles sont équivalents jusqu'à des fréquences supérieures à 10 GHz. Ensuite les modèles divergent.

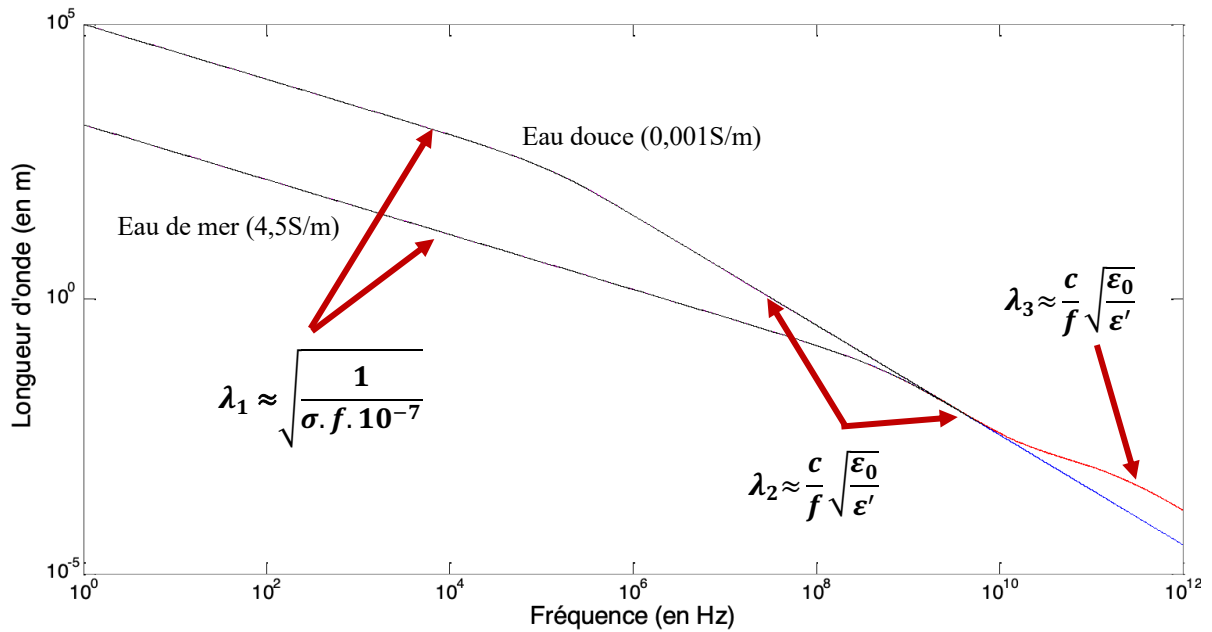


Figure 3-8. Longueur d'onde λ dans l'eau de mer et en eau douce en fonction de la fréquence. Valeurs numériques : $\tau = 8,8 \times 10^{-12}$; $\epsilon_{\infty} = 4,22$; $\epsilon_s = 81$. Courbes bleues : modèle simple ; courbes rouges : modèle de Debye

Pour chaque courbe, pour des fréquences inférieures à 10GHz, il apparaît trois grandes zones distinctes. Comme pour le coefficient d'atténuation linéique ces zones se caractérisent par des asymptotes ayant des pentes différentes :

- a) Lorsque $\sigma \gg \omega \epsilon'$ et $\sigma \gg \omega \epsilon''$, qui correspond au mode de conduction, le paramètre de phase peut être approximé comme suit :

$$\frac{\sigma}{\omega \epsilon'} \gg 1 \gg \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \Rightarrow \beta_1 \approx \omega \sqrt{\frac{\epsilon' \mu_0}{2}} \left(\sqrt{\left(\frac{\sigma}{\omega \epsilon'}\right)^2 + 1} \right)^{1/2} \approx \omega \sqrt{\frac{\epsilon' \mu_0}{2}} \sqrt{\frac{\sigma}{\omega \epsilon'}} \quad (3.51)$$

$$\beta_1 \approx \sqrt{\frac{\sigma \omega \mu_0}{2}} \quad (3.52)$$

$$\lambda_1 \approx \frac{2\pi}{\beta_1} = 2\pi \cdot \sqrt{\frac{2}{\sigma \omega \mu_0}} = 2\pi \cdot \sqrt{\frac{2}{\sigma \cdot 2\pi \cdot f \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}} = \sqrt{\frac{1}{\sigma \cdot f \cdot 10^{-7}}} \quad (m) \quad (3.53)$$

Nous constatons que dans cette gamme de fréquence, la longueur d'onde est inversement proportionnelle à la racine carrée de la fréquence.

b) Lorsque $\omega\varepsilon' \gg \sigma \gg \omega\varepsilon''$, les effets diélectriques et de conduction se combinent :

$$1 \gg \frac{\sigma}{\omega\varepsilon'} \gg \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \Rightarrow \beta_2 \approx \omega \sqrt{\frac{\varepsilon'\mu_0}{2}} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon'}\right)^2} + 1 \right)^{1/2} \quad (3.54)$$

$$\approx \omega \sqrt{\frac{\varepsilon'\mu_0}{2}} \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon'}\right)^2 + 1 \right)^{1/2} \quad \text{car } \sqrt{1+x^2} \approx 1 + \frac{1}{2}x^2 + R(x) \text{ et } \lim_{x \rightarrow 0} R(x) = 0$$

$$\beta_2 \approx \omega \sqrt{\frac{\varepsilon'\mu_0}{2}} \cdot \left(2 + \frac{1}{2} \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon'}\right)^2 \right)^{1/2} \approx \omega \sqrt{\varepsilon'\mu_0} \quad (3.55)$$

Avec c , la vitesse de la lumière dans le vide et la fréquence f exprimé en Hz, on obtient :

$$\lambda_2 \approx \frac{2\pi}{\beta_2} = \frac{2\pi}{2\pi \cdot f \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon'\varepsilon_0\mu_0}{\varepsilon_0}}} = \frac{c}{f} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\varepsilon'}} \quad (m) \quad (3.56)$$

Nous constatons que dans cette gamme de fréquence, la longueur d'onde est inversement proportionnelle à la fréquence.

c) Lorsque $\omega\varepsilon' \gg \omega\varepsilon'' \gg \sigma$, ce mode où les effets diélectriques sont prédominants, le paramètre de phase évolue linéairement avec la fréquence :

$$1 \gg \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \gg \frac{\sigma}{\omega\varepsilon'} \Rightarrow \beta_3 = \omega \sqrt{\frac{\varepsilon'\mu_0}{2}} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}\right)^2} + 1 \right)^{1/2} \quad (3.57)$$

$$\approx \omega \sqrt{\frac{\varepsilon'\mu_0}{2}} \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}\right)^2 + 1 \right)^{1/2} \quad \text{car } \sqrt{1+x^2} \approx 1 + \frac{1}{2}x^2 + R(x) \text{ et } \lim_{x \rightarrow 0} R(x) = 0$$

$$\beta_3 \approx \omega \sqrt{\frac{\varepsilon'\varepsilon_0\mu_0}{2\varepsilon_0}} \cdot \sqrt{2} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\varepsilon'}{\varepsilon_0}} \quad (3.58)$$

$$\lambda_3 \approx \frac{2\pi}{\beta_3} = \frac{2\pi \cdot c}{2\pi \cdot f} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\varepsilon'}} = \frac{c}{f} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\varepsilon'}} \quad (m) \quad (3.59)$$

Finalement, dans ce dernier cas, la longueur d'onde présente un comportement asymptotique identique au cas précédent.

Le tableau 3.4 représente la longueur d'onde pour quelques fréquences, en eau de mer ($\sigma = 4,5S/m$), en eau douce ($\sigma = 0,001S/m$) et dans l'air. Nous constatons donc que la longueur d'onde est bien plus faible en eau de mer que dans l'air à fréquence égale, ce qui pourra présenter certains avantages.

TABLEAU 3-4. LONGUEUR D'ONDE EN EAU DE MER, EN EAU DOUCE ET DANS L'AIR POUR QUELQUES FREQUENCES

Fréquence (MHz)	0,1	1	10	100	1000
Longueur d'onde en eau de mer (m) ($\sigma = 4,5S/m$)	4,71	1,49	0,469	0,141	0,030
Longueur d'onde en eau douce (m) ($\sigma = 0,001S/m$)	254	33,1	3,33	0,333	0,033
Longueur d'onde dans l'air (m) ($c \approx 3 \cdot 10^8 m/s$)	3000	300	30	3	0,3

3.2.3.5 Influence de la température et de salinité

3.2.3.5.1 Sur l'atténuation

L'atténuation linéique varie avec la conductivité qui dépend de la température et de la salinité. Les figures 3-9(a) et 3-9(b) représentent l'évolution de l'atténuation linéique respectivement en fonction de la température (0-30°C) et de la salinité (20-40ppt) dans une plage de fréquence de [1kHz,100MHz].

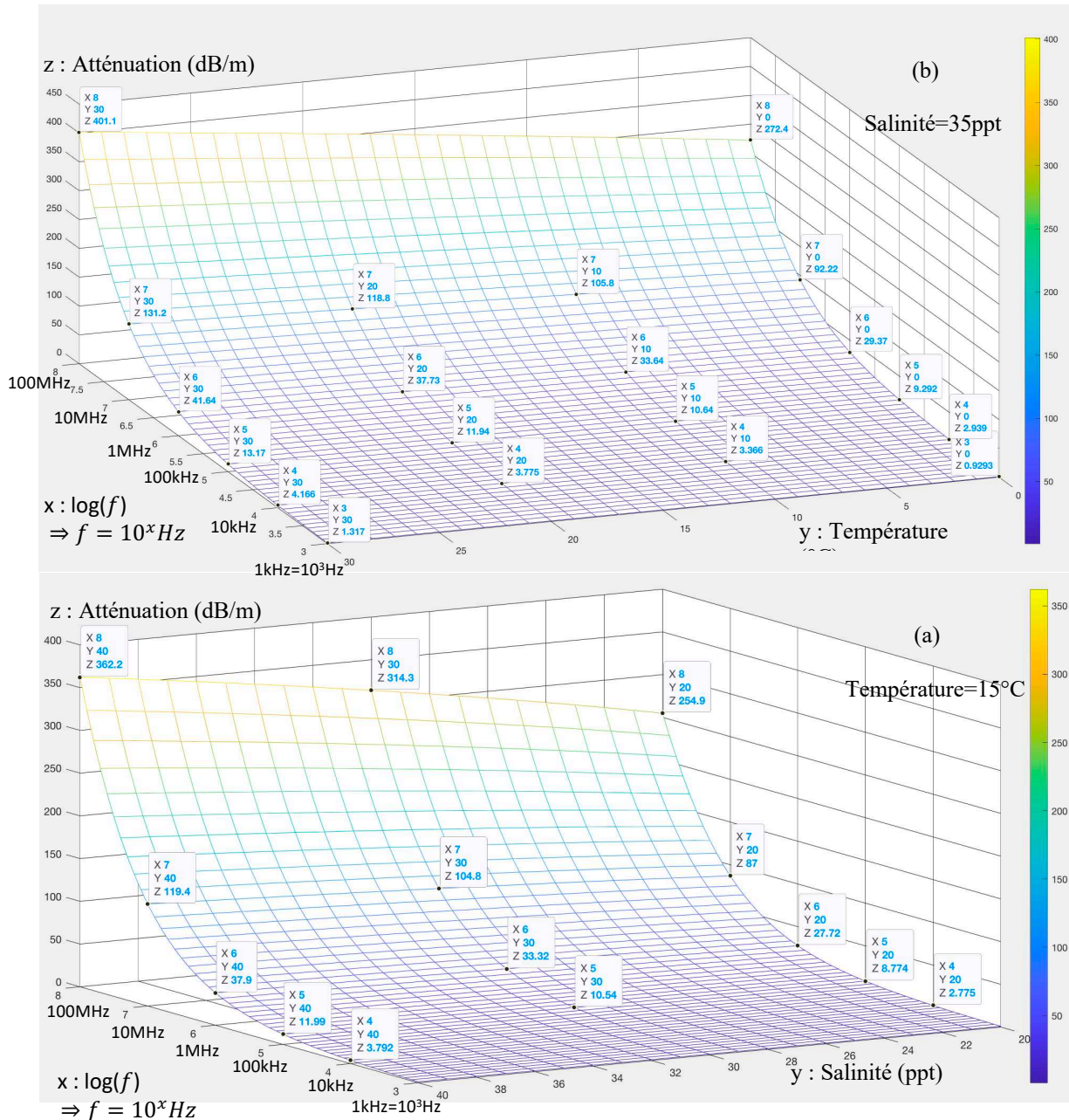


Figure 3-9. Atténuation linéique en fonction de la température à S=35ppt (a) et de la salinité à T=15°C (b) dans la gamme de fréquence 1kHz-100MHz.

3 - Systèmes de transmissions numériques radioélectriques

Le tableau 3-5 donne les variations absolues et relatives maximales de l'atténuation dans l'eau de mer, pour des variations de 10°C et de 10ppt de salinité, en fonction de la fréquence. Nous constatons qu'une variation de 10°C peut engendrer une variation d'atténuation linéique d'environ de 12,5% de 100kHz à 10MHz. De la même manière, une variation de salinité de l'ordre de 10ppt engendre des variations de plus de 15% d'atténuation sur cette même plage de fréquence. Nous concluons donc que l'atténuation est très sensible aux conditions de température et de salinité (de l'ordre de 1,2%/°C et par 1,5%/ppt).

TABLEAU 3-5. VARIATIONS DE L'ATTENUATION AVEC LA SALINITE ET LA TEMPERATURE

<i>Fréquence (MHz)</i>	<i>0,1</i>	<i>1</i>	<i>10</i>	<i>100</i>
Variation absolue maximum de l'atténuation pour une variation de 10°C (@S=35ppt)	1,23dB	4,18dB	13,29dB	46dB
Variation relative maximum de l'atténuation pour une variation de 10°C (@S=35ppt)	12,4%	12,5%	12,6%	14%
Variation absolue maximum de l'atténuation pour une variation de 10ppt (@T=15°C)	1,6dB	5dB	16,2dB	53,7dB
Variation relative maximum de l'atténuation pour une variation de 10ppt (@T=15°C)	15,2%	15,2%	15,4%	17%

3.2.3.5.2 Sur la longueur d'onde

Tout comme l'atténuation linéique, la longueur d'onde varie également avec la température et la salinité. Les figures 3-10(a) et 3-10(b) représentent l'évolution de la longueur d'onde respectivement en fonction de la température (0-30°C) et de la salinité (20-40ppt) dans la plage de fréquence [1kHz ;100MHz]. Le tableau 3-6 répertorie les variations absolues et relatives maximales de la longueur d'onde dans l'eau de mer, pour des variations de 10°C et de salinité de 10ppt en fonction de la fréquence. Nous constatons qu'une variation de 10°C peut engendrer une variation de longueur d'onde d'environ 10% sur la plage de fréquence allant de 100kHz à 10MHz. De la même manière, une variation de salinité de l'ordre de 10ppt engendre des variations de plus de 20% de la longueur d'onde sur cette même plage de fréquence. Nous concluons donc que la longueur d'onde est très sensible aux conditions de température et de salinité (de l'ordre de 1%/°C et de 2%/ppt).

TABLEAU 3-6. VARIATIONS DE LA LONGUEUR D'ONDE AVEC LA SALINITE ET LA TEMPERATURE

<i>Fréquence (MHz)</i>	<i>0,1</i>	<i>1</i>	<i>10</i>	<i>100</i>
Variation absolue maximum de la longueur d'onde pour une variation de 10°C (@S=35ppt)	0,492m	0,155m	4,6cm	1,34cm
Variation relative maximum de la longueur d'onde pour une variation de 10°C (@S=35ppt)	10,7%	10,7%	10%	9,7%
Variation absolue maximum de la longueur d'onde pour une variation de 10ppt (@T=15°C)	0,83m	0,33m	11cm	3,1cm
Variation relative maximum de la longueur d'onde pour une variation de 10ppt (@T=15°C)	16,1%	20,2%	21%	24%

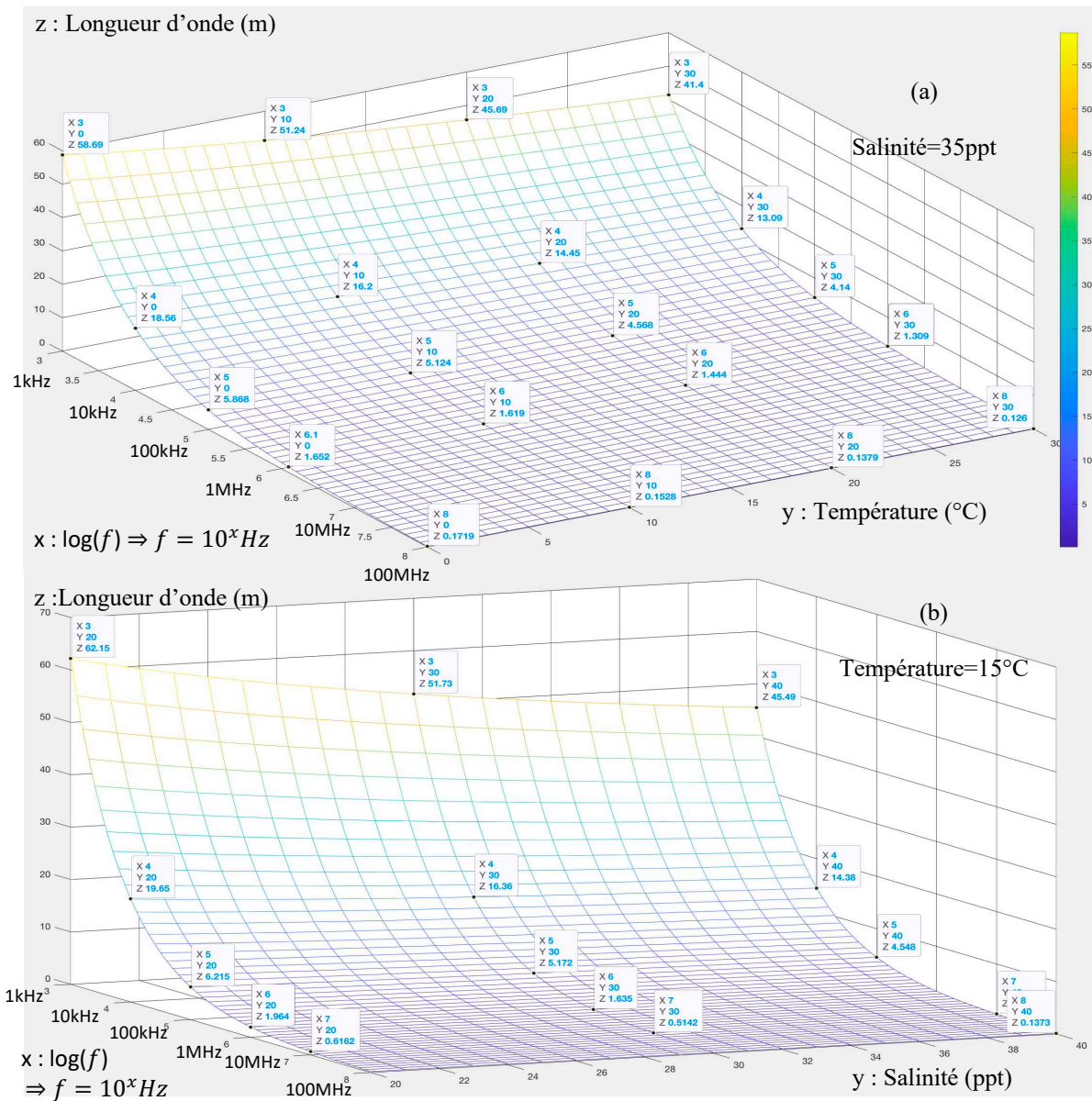


Figure 3-10. Longueur d'onde en fonction de la température à S=35ppt (a) et de la salinité à T=15°C (b) dans la gamme de fréquence 1kHz-100MHz.

3.2.3.6 Évaluation des pertes associées aux modes de propagation

3.2.3.6.1 Expression de la puissance perdue par l'onde électromagnétique

Lors de la progression d'une onde électromagnétique, le champ électrique induit des courants associés aux phénomènes de conceptions et aux propriétés diélectriques de l'eau de mer. Ces déplacements de charges locales fournissent un travail, en partie dissipé par effet joule ou engendrent une excitation des dipôles magnétiques des molécules voisines. L'énergie associée à ces phénomènes est soustraite à celle contenue dans le champ incident qui s'atténue, en progressant dans le milieu. Les variations temporelles de ces énergies sont homogènes à des puissances actives et réactives. L'évolution de ces pertes peut être associée au comportement fréquentiel du coefficient d'atténuation linéique α , ce qui permet alors de mettre en évidence deux modes de propagation distincts :

- le mode de conduction, pour les fréquences inférieures à 1GHz et dans lequel les courants de conduction $\vec{J}_{cond} = \sigma \vec{E}$, engendrés par les mouvements de charges libres sont prédominants. Ces courants de conduction, associés aux radiations classiques d'une antenne, décroissent rapidement avec le coefficient α_1 ;
- le mode diélectrique, pour les fréquences supérieures à 1GHz, pour lequel les courants de déplacement $\vec{J}_{diel} = \omega(\epsilon'' + j\epsilon') \cdot \vec{E}$, deviennent plus importants que les courants de conduction décroissent avec le coefficient α_3 .

Ainsi, l'un de ces types de courant devient prédominant en fonction de la fréquence. Il est possible d'exprimer une puissance apparente dP_A , correspondante à l'énergie dissipée par unité de temps dans un volume élémentaire d'eau de mer dv , situé à une distance r de la source isotrope :

$$\frac{dP_A}{dv} = (\vec{J}_{cond} + \vec{J}_{diel}) \cdot \vec{E}^* \quad (3.60)$$

$$\frac{dP_A}{dv} = (\sigma + \omega(\epsilon'' + j\epsilon')) \cdot \vec{E} \cdot \vec{E}^* = (\sigma' + j \cdot \sigma'') \cdot \|\vec{E}\|^2$$

$$\frac{dP_A}{dv} = (\sigma + \omega\epsilon'' + j\omega\epsilon') \frac{E_0^2 \cdot e^{-2\alpha r}}{(4 \cdot \pi \cdot r)^2} = \Re \left\{ \frac{dP_A}{dv} \right\} + j \cdot \Im \left\{ \frac{dP_A}{dv} \right\} \quad (3.61)$$

Cette puissance apparente est composée :

- d'une puissance active associée à la partie radiative des effets cumulés de conduction et de polarisation. Ces effets induisent un travail lié aux forces de coulomb et de Lorentz qui déplacent les porteurs de charges électriques. Cette puissance augmente avec la conductivité et la fréquence :

$$\Re \left\{ \frac{dP_A}{dv} \right\} = \sigma' \cdot \|\vec{E}\|^2 = (\sigma + \omega\varepsilon'') \|\vec{E}\|^2 = (\sigma + \omega\varepsilon'') \frac{E_0^2 \cdot e^{-2\alpha r}}{(4 \cdot \pi \cdot r)^2}; \quad (3.62)$$

- d'une puissance réactive caractérisant la dissipation de l'énergie magnétique engendrée par les oscillations de l'orientation des moments dipolaires des molécules d'eau sous l'action du champ électrique variable. Cette énergie magnétique, qui augmente avec la fréquence, ne fournit aucun travail mais absorbe une partie de la puissance transportée par l'onde électromagnétique incidente :

$$\Im \left\{ \frac{dP_A}{dv} \right\} = \sigma'' \cdot \|\vec{E}\|^2 = (\omega\varepsilon'') \|\vec{E}\|^2 = (\omega\varepsilon'') \cdot \frac{E_0^2 \cdot e^{-2\alpha r}}{(4 \cdot \pi \cdot r)^2} \quad (3.63)$$

Ces pertes de puissance sont donc attribuables aux *modes de conduction et diélectriques* du phénomène de propagation.

3.2.3.6.2 Répartition des pertes entre les modes de propagation

Nous pouvons donc séparer les pertes de puissance associées à chacun de ces modes et analyser leurs comportements respectifs en fonction de la fréquence.

Nous nous intéressons ici aux pertes radiatives caractérisées par les puissance actives. Pour se faire, nous exprimons la puissance active perdue par unité de volume élémentaire en distinguant les pertes par conduction des pertes diélectriques :

$$\Re \left\{ \frac{dP_A}{dv} \right\} = \frac{dP}{dv} = (\sigma + \omega\varepsilon'') \|\vec{E}\|^2 = \frac{dP_{Cond}}{dv} + \frac{dP_{Diel}}{dv} \quad (3.64)$$

$$\begin{cases} \frac{dP_{Cond}}{dv} = \sigma \|\vec{E}\|^2 \\ \frac{dP_{Diel}}{dv} = \omega\varepsilon'' \|\vec{E}\|^2 \end{cases} \quad (3.65)$$

Il est alors possible d'exprimer la puissance radiative relative à chaque source indépendamment du volume :

$$\frac{dP_{Diel}}{dP} = \frac{P_{Diel}}{P} = \frac{\omega\varepsilon''}{\sigma + \omega\varepsilon''} \quad (3.66)$$

$$\frac{dP_{Cond}}{dP} = \frac{P_{Cond}}{P} = \frac{\sigma}{\sigma + \omega\varepsilon''} \quad (3.67)$$

D'où l'expression de la puissance relative associée à chaque source :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{dB(Diel)} = 10 \log \left(\frac{P_{Diel}}{P} \right) = 10 \log \left(\frac{\omega\varepsilon''}{\sigma + \omega\varepsilon''} \right) \end{array} \right. \quad (3.68)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{dB(Cond)} = 10 \log \left(\frac{P_{Cond}}{P} \right) = 10 \log \left(\frac{\sigma}{\sigma + \omega\varepsilon''} \right) \end{array} \right. \quad (3.69)$$

La figure 3-11 représente l'évolution de ces puissances relatives $P_{dB(Diel)}$ et $P_{dB(Cond)}$ en fonction de la fréquence en eau douce et eau de mer dans la plage [100kHz-100MHz]. La puissance relative associée aux pertes diélectriques augmente avec la fréquence et reste négligeable en deçà de 1MHz. Nous constatons également que la contribution de ces pertes augmente quand la conductivité diminue. Le média doit donc contenir des molécules polaires avec une faible conductivité pour favoriser le comportement diélectrique en augmentant d'autant les radiations associées.

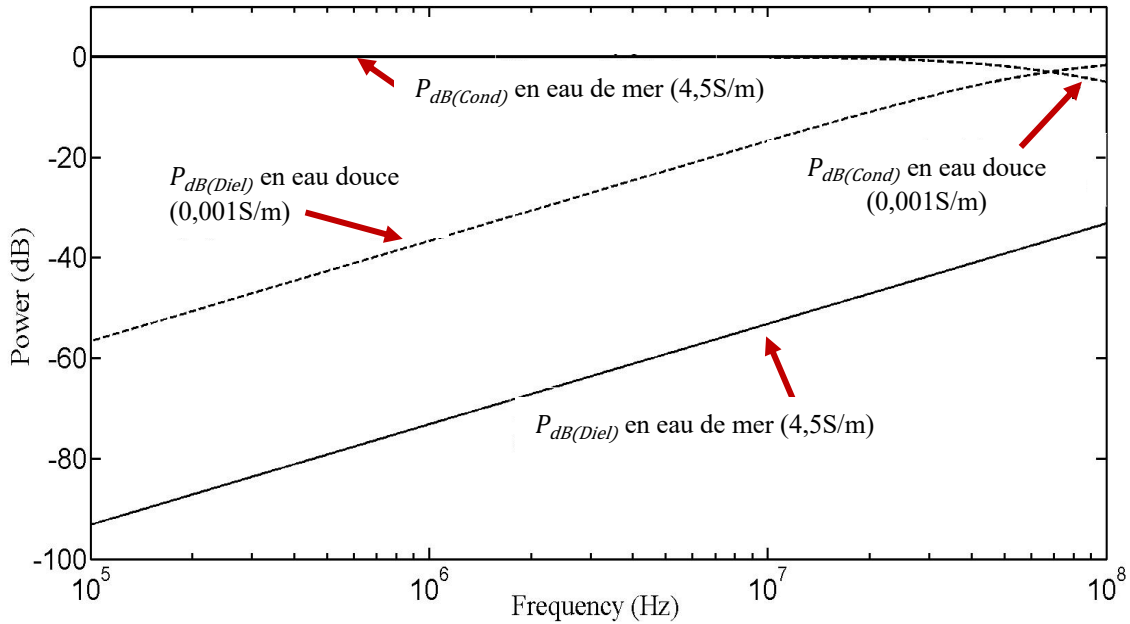


Figure 3-11. Puissance relative des pertes radiatives de chaque composante du mode de propagation en fonction de la fréquence.

En reprenant l'expression de l'atténuation linéique de l'onde, il est possible d'exprimer la contribution de chacune de ces pertes à l'atténuation globale de l'onde électromagnétique :

$$\left\{ \begin{array}{l} Att_{dB(Diel)} = 8,86. \alpha|_{\sigma=0} = 8,86. \omega \sqrt{\frac{\epsilon' \mu_0}{2}} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)^2} - 1 \right)^{1/2} \quad (3.70) \\ Att_{dB(Cond)} = 8,86. \alpha|_{\epsilon''=0} = 8,86. \omega \sqrt{\frac{\epsilon' \mu_0}{2}} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \epsilon'}\right)^2} - 1 \right)^{1/2} \quad (3.71) \end{array} \right.$$

Le tableau 3.7, permet de comparer, pour quelques valeurs, les contributions des modes de conduction ($Att_{dB(Diel)}$ et $Att_{dB(Cond)}$) à l'atténuation linéique du champ électrique, en eau de mer, dans la gamme de fréquence comprise entre 1Mhz et 10MHz. Ces courbes et valeurs particulières sont à comparer avec l'évolution de l'atténuation linéique (cf. figure 3-7) et du tableau 3.3. On remarque que dans cette plage de fréquence, les pertes diélectriques sont négligeables et que l'essentiel de l'atténuation est engendré par les pertes par conduction, ce qui confirme l'analyse précédente.

TABLEAU 3–7. COMPARAISON DE L'ATTENUATION LINEIQUE ENGENDREE PAR LES MODES DIELECRIQUES ET DE CONDUCTION EN EAU DE MER POUR DIFFERENTES FREQUENCES

Fréquence (MHz)	1	5	10
Atténuation, Att_{Cond} (dB/m) dans l'eau de mer dans le mode de conduction	36,7	82,1	116,1
Atténuation, Att_{Dieel} (dB/m) dans l'eau de mer dans le mode diélectrique	$4 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$

3.2.4 Conclusions de l'étude de propagation

L'étude que nous venons de mener (valable jusqu'à 100GHz), nous permet de noter les points suivants :

- l'atténuation de puissance augmente par dispersion géométrique avec le carré de la distance à la source ;
- l'atténuation augmente également par absorption de manière exponentielle avec la distance à la source, pondérée par le paramètre d'atténuation linéique α ;
- le paramètre d'atténuation linéique augmente avec la conductivité et la fréquence. La conductivité augmentant avec la température et la salinité, mais diminuant avec la profondeur, elle induit une évolution similaire de l'atténuation pour une fréquence donnée ;
- l'absorption de l'onde par le milieu est engendrée par deux types de pertes distinctes auxquels correspondent deux modes de propagation complémentaire :
 - les pertes par conduction (mode de conduction), prédominantes aux basses fréquences, qui entraînent une atténuation augmentant avec la racine carrée de la fréquence ;
 - les pertes diélectriques (mode diélectrique), prédominantes en hautes fréquences, dont l'influence du mode de propagation associé à l'atténuation est négligeable en basse fréquence (*i.e.* <100MHz).
- la longueur d'onde en eau de mer est très inférieure à celle qu'aurait une onde de même fréquence dans l'air. Elle évolue jusqu'à 100MHz avec l'inverse du produit de la racine carrée de la fréquence et de la conductivité.

L'ensemble de ces informations expliquent et caractérisent les comportements et limitations abordés dans l'étude de l'état de l'art des techniques électromagnétiques. Au regard de ces résultats, il est possible de conclure que pour augmenter la distance de propagation d'une onde électromagnétique pour une puissance d'émission limitée, il est nécessaire :

- soit de favoriser le mode de propagation de type « conduction », ce qui implique d'abaisser la fréquence de transmission et donc potentiellement de réduire la bande passante et le débit binaire ;
- soit de favoriser le mode de propagation de type « diélectrique », qui présente des pertes plus faibles même à des fréquences plus élevées, mais qui contient intrinsèquement très peu de puissance.

Dans la suite de notre étude, nous avons envisagé ces deux options pour développer un système de transmission de données électromagnétiques en champs lointains.

a) En considérant la faible valeur des pertes diélectriques, nous avons décidé, dans un premier temps, de tenter de privilégier le mode de propagation favorisant les pertes diélectriques dipolaires qui présente trois avantages majeurs :

- les ondes se propagent sur une plus grande distance en raison de la faible atténuation linéique ;
- les fréquences relativement élevées autorisent des débits de données élevés, même avec des techniques de modulation en bande étroite ;
- dans l'eau de mer, la faible longueur d'onde associée aux fréquences élevées ($0,5m$ pour $f=10MHz$) permet d'envisager des antennes relativement compactes.

Nous avons donc cherché à concevoir, simuler et expérimenter une antenne permettant d'exciter le milieu de manière à privilégier ce mode de propagation.

b) En exploitant le mode de propagation de conduction, nous avons essayé dans un second temps de trouver un compromis entre :

- la bande de fréquence compatible avec l'atténuation correspondante à ce mode de propagation ;
- les caractéristiques d'une antenne optimum compatibles avec les contraintes de déploiement;
- les circuits d'adaptation et de commande de l'antenne ;
- une technique de modulation adaptée aux contraintes de bande passante.

Quel que soit le mode de propagation utilisé, le transducteur (l'antenne) est l'élément clef qui permettra d'optimiser la propagation soit dans un mode diélectrique, soit dans un mode de conduction.

3.3 Antennes pour mode de propagation de type diélectrique

3.3.1 État de l'art

Dans les années 70, Bogie *et al.*, rapportait dans une étude de synthèse [167] que des transmissions électromagnétiques sur des distances de 460m à 76m de profondeur à la fréquence de 7MHz avaient été réalisées dans la baie de San-Francisco. Sur la base de ces informations et de résultats de projets Européens (EMCOMMS), J.Lucas et C.K.Yip publièrent en 2007 une étude visant à expérimenter, expliquer et modéliser de tels phénomènes de propagation en eau de mer sur la plage de fréquence [1MHz ; 10MHz] [168]. Ils réalisèrent la transmission d'un signal, sur une distance de 90m, entre deux antennes boucles. Ils observèrent que les résultats étaient en apparence indépendants de la profondeur d'immersion de l'émetteur et du récepteur dans la plage qu'ils avaient pu expérimenter (0-6m) et ce, pour des fréquences allant de 1MHz à 60MHz. Ils en conclurent qu'il était possible d'obtenir une propagation d'ondes électromagnétiques sur une distance de l'ordre d'une centaine de mètres à 10 MHz, en excitant un mode de propagation favorisant les pertes diélectriques.

En 2008, s'appuyant sur leurs résultats antérieurs [168], C.K. Yip *et al.* conçurent une structure d'antenne expérimentale utilisant une enveloppe isolante (plastique) contenant de l'eau distillée et le dipôle actif de l'antenne [128]. Après avoir immergé l'ensemble de ce dispositif étanche dans l'eau de mer, ils observèrent que la puissance du champ électromagnétique émis, à la fréquence de 10MHz, devenait quasiment constante sur une distance de 2m. L'application sous-marine, en condition réelle, utilisant cette technique fut envisagée, mais n'a pas été réalisée, elle devait permettre une transmission de données sur une distance de l'ordre de 100m.

Des travaux antérieurs (2006) menés par Shaw *et al.* [124], rapportaient également le succès d'essais de transmissions sur une distance de 90m dans le port de Liverpool. Bien que les résultats de ces expériences aient été probablement notablement favorisés par la partie des ondes se propageant en surface. Les mesures mettaient également en évidence une limitation de l'atténuation linéique en champs lointains dont la valeur était estimée à environ 0,1dB/m entre 80 et 90m.

En 2009 C.Uribe et W.Grote [169], proposèrent un modèle visant à caractériser de tels comportements de l'atténuation avec des dispositifs immergés (jusqu'à 10 fois la longueur d'onde) utilisant des dipôles magnétiques (antennes boucles) rayonnantes parallèlement à la surface. Ils confrontèrent leur modèle à des résultats expérimentaux mettant en évidence une stabilisation de l'atténuation au voisinage 100dB pour une centaine de mètres, à la fréquence de 5MHz. Dans cette étude, les auteurs attribuaient ce comportement aux conditions de transition des champs proches aux champs lointains. D'après leur analyse, les conditions d'établissement de l'onde en champs proches semblaient favoriser la propagation du champ électrique et limiter son atténuation. Ils conclurent que leur modèle permettait de dimensionner des systèmes de transmission EM, capables de communiquer sur une distance de 200m.

En 2013, Yoshida *et al.* [170], en s'appuyant sur le succès des précédents travaux [128], proposèrent une antenne de type dipôle $\lambda/2$ fonctionnant à la fréquence de résonance de 14 MHz (dans une eau à faible conductivité). La structure rayonnante fut placée dans un cylindre rempli d'eau douce afin d'exciter au mieux le mode diélectrique (cf. figure 3-12). Des essais de transmission furent réalisés avec succès dans la mer, entre un émetteur de 10 W et un analyseur de spectre.

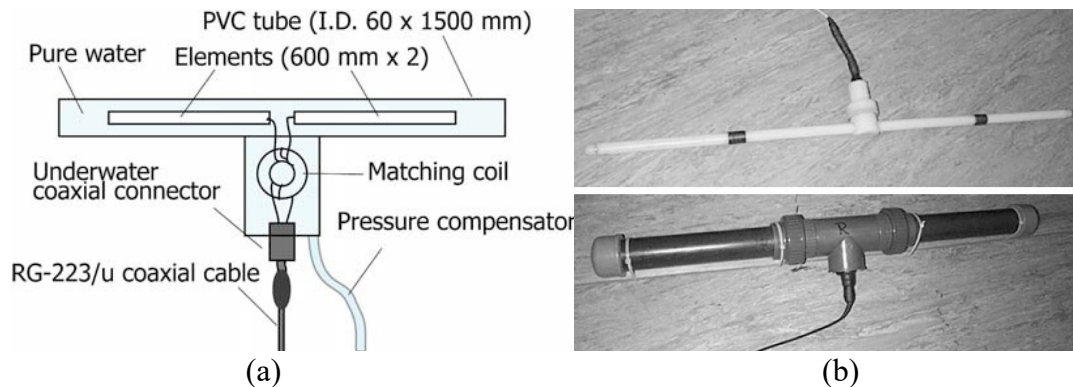


Figure 3-12. Antenne dipôle plongée dans de l'eau distillée dans une enveloppe PVC [170]

L'originalité, de l'antenne, également décrite en 2013 par Kelley *et al.* [171] était d'avoir recouvert la boucle d'une peinture en Dioxyde de Titane (TiO_2) qui présente une constante diélectrique de 85, permettant ainsi, d'après les auteurs, d'améliorer l'adaptation d'impédance avec l'eau de mer. Dans cette étude l'antenne était constituée d'une boucle adaptée par un *balun* de type bazooka. L'antenne ainsi réalisée présentait un coefficient de réflexion à 5MHz inférieur à -12dB et une bande passante de l'ordre de 1 MHz (soit 20% de la fréquence centrale).

L'antenne utilisée dans l'article publié en 2015 par Yoshida *et al.* [172] reprenait leur idée de 2013 avec cette fois-ci une antenne boucle $l_{\text{ant}} = \lambda/10$ accordée par une capacité mise en série dans la boucle (cf. figure 3-13). La structure rayonnante fut, quant à elle, placée dans un cylindre rempli d'eau douce. Son principe de fonctionnement s'appuie sur un mode d'émission favorisant les pertes diélectriques [168]. La boucle était dimensionnée pour rayonner à 10MHz, correspondant à une longueur d'onde de 3,3 m dans de l'eau douce. Elle était constituée d'une spire de 10 cm de diamètre ($d = \lambda/10\pi$) réalisée dans un fil de cuivre de 1 mm² et adaptée par un *balun*. Des tests de transmission ont été réalisés dans la mer (à 6 m de profondeur), entre un générateur émettant 1W et un analyseur de spectre, sur des distances variant de 0,5 à 3 m.

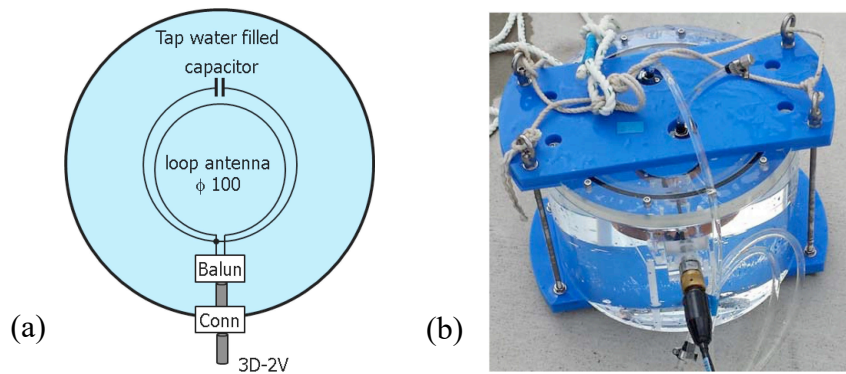


Figure 3-13. Principe (a) et réalisation (b) de l'antenne de Yoshida *et al.* [172]

L'analyse de tous ces résultats antérieurs nous ont incités à considérer l'idée que les conditions d'établissement des ondes électromagnétiques en champs proches pouvaient influencer significativement sur le comportement de leur propagation en champs lointains. Pour explorer cette option, nous avons d'abord reporté les atténuations observées en champs lointains relatives dans diverses expériences sur la reproduction de la courbe de l'atténuation linéique en eau douce et en eau de mer (cf. figure 3-14). Nous constatons que l'ensemble de ces points de fonctionnement, compris dans une plage de fréquence allant de 1MHz à 30MHz, bien qu'ayant été obtenus en eau de mer, se regroupent dans une petite zone située sous la courbe d'atténuation en eau douce.

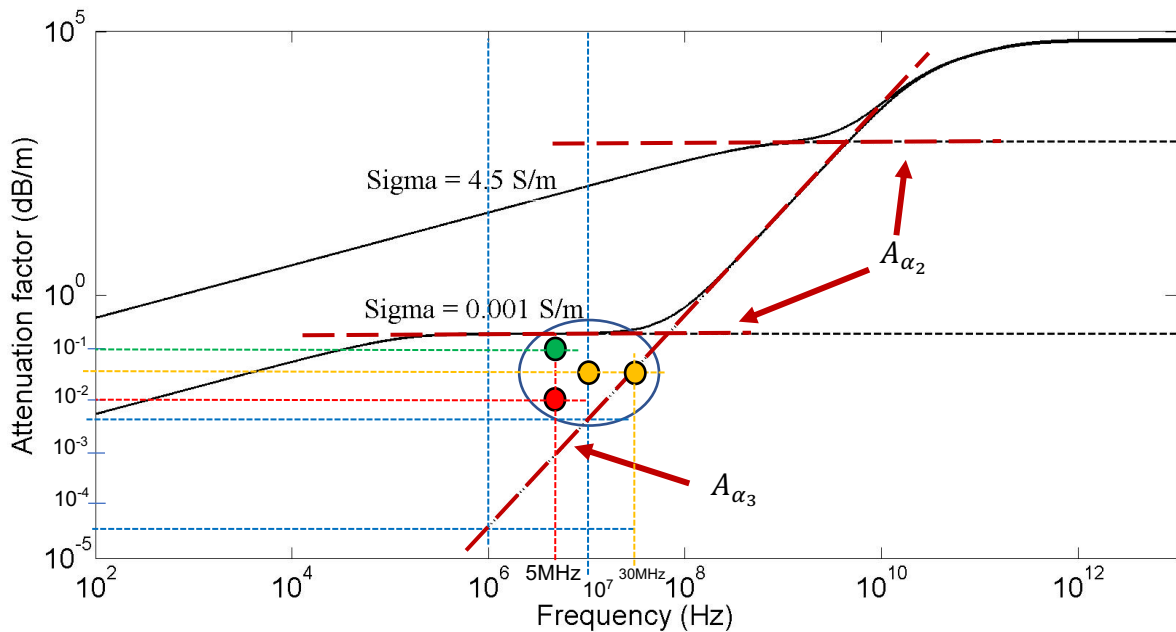


Figure 3-14. Atténuation du champ électrique dans l'eau de mer et en eau douce avec (en trait continu) et sans les pertes diélectriques (pointillés). Les points reportés correspondent aux atténuations mesurées [128] [168], (jaune), [124] (vert) et [169] (rouge)

En analysant le comportement de l'atténuation linéique en eau douce et en eau de mer au voisinage de ces points, nous avons observé les points suivants :

- une zone où l'atténuation est quasi-constante dans l'eau douce sur la plage de fréquence [1MHz-10MHz]. En effet, cette asymptote horizontale présente un coefficient d'atténuation $A_{\alpha_2} \approx 4,343 \cdot \sigma \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon'}}$, indépendant de la fréquence mais proportionnel à la conductivité σ ;
- le prolongement du comportement asymptotique de l'atténuation linéique engendrée par le mode diélectrique, donné par A_{α_3} (cf. éq. 3.45), conduit à une très faible atténuation. Notons également que la pente de cette asymptote est identique en eau douce et en eau salée (donc indépendante de la conductivité).

Normalement, dans cette même plage de fréquence, l'atténuation en eau de mer croît avec la racine carrée du produit de la fréquence et de la conductivité avec le coefficient $A_{\alpha_1} \approx 17,3 \cdot \sqrt{f \cdot \sigma}$, caractérisant la prédominance des pertes de conduction. En analysant l'étude de Yip *et al.* [128], il semblerait donc que le mode de propagation diélectrique soit conservé lorsque l'onde transite d'un milieu contenant de l'eau distillée au milieu sous-marin. Ce comportement bien que différent de celui expérimenté par Shaw *et al.* [124], semble également satisfaire aux prédictions du modèle d'atténuation proposé par C. Uribe et W. Grote [169].

Nous avons donc choisi de concevoir une antenne expérimentale en s'inspirant des travaux de Yoshida *et al.* [172] et C.K. Yip *et al.* [128], destinée à favoriser ce phénomène de conservation du mode de propagation diélectrique de l'onde électromagnétique, en vue de confirmer cette analyse et le cas échéant, de l'exploiter dans un nouveau type de système de transmission.

3.3.2 Conception d'une antenne à saut de permittivité complexe

En s'inspirant des résultats décrits précédemment, nous avons décidé d'utiliser une approche similaire pour concevoir notre structure d'antenne. Ainsi, nous avons considéré que les champs proches, engendrés par une antenne boucle présentant un comportement diélectrique dominant dans l'eau pure, se propagerait en favorisant ce même mode après leur transition dans l'eau de mer. Dans ce contexte, notre démarche pour concevoir un tel type d'antenne fut de :

1. fixer la puissance d'émission maximale que nous souhaitons mettre en œuvre en tenant compte des contraintes de déploiement nous ayant amené à choisir la méthode de transmission électromagnétique (dimensions, puissance maximum...);
2. estimer l'atténuation maximale à l'aide d'un bilan de liaison tenant compte de la puissance d'émission et de la sensibilité du récepteur envisageable au regard du bruit ambiant ;
3. choisir la fréquence nominale de l'antenne ;
4. définir sa structure et choisir ses matériaux.

3.3.2.1 Choix de la fréquence

Les expériences de Yoshida *et al.* [170], à l'instar de nombreuses autres, mettaient en œuvre des émetteurs et des antennes permettant d'obtenir des puissances rayonnées comprises entre 1W et 10W pour obtenir des distances de transmissions d'une dizaine de mètres. Nous avons donc envisagé d'utiliser la même puissance, de l'ordre de 10dB, devant nous permettre de satisfaire les objectifs et les contraintes de déploiement décrites dans le chapitre 2.

Nous avons estimé la puissance (P_b) du bruit ambiant en milieu sous-marin, pour des fréquences supérieures à 1MHz, à environ -130dBm (-160dB) pour une profondeur supérieure à 5m. En supposant que la sensibilité du récepteur (S_r) permette d'exploiter des signaux présentant une puissance de 10dB supérieure à celle du bruit ambiant, nous disposons donc d'une marge de puissance (P_{att}) d'environ 160dB d'atténuation totale pour espérer transmettre nos données :

$$P_{att} = P_e - S_r = +10 - (-160 + 10) = 160 \quad (3.72)$$

Si l'antenne que nous cherchons à construire permet effectivement d'émettre des ondes électromagnétiques dans le mode de propagation souhaité, alors le modèle de C.Uribe et W.Grote [169], peut être utilisé. Dans leur modèle, l'expression du facteur d'atténuation linéique est affectée d'un coefficient correcteur permettant de tenir compte de cette décroissance de l'atténuation ($Att_{dB(dist)}$) en champs lointains :

$$\begin{cases} Att_{dB(dist)} = \alpha \cdot \left(\frac{r_0}{r + r_0} \right) \\ r_0 \approx \lambda \end{cases} \quad (3.73)$$

avec r_0 , la distance de transition approximative des champs proches aux champs lointains et r , la distance à l'antenne. La figure 3-15 représente les courbes correspondantes à ce modèle pour les fréquences allant de 1kHz à 10MHz et sur des distances allant de 0 à 100m. Nous constatons que pour une distance de 100m et une fréquence de 5MHz, les auteurs estimaient une atténuation totale d'environ 79dB. Soit une atténuation linéique de 0,79dB/m. Mais la non-linéarité introduite par le coefficient correcteur induit une diminution de l'atténuation linéique quand la distance r augmente. Ainsi sur le dernier mètre parcouru, l'onde n'est atténuée que de 0,01dB/m.

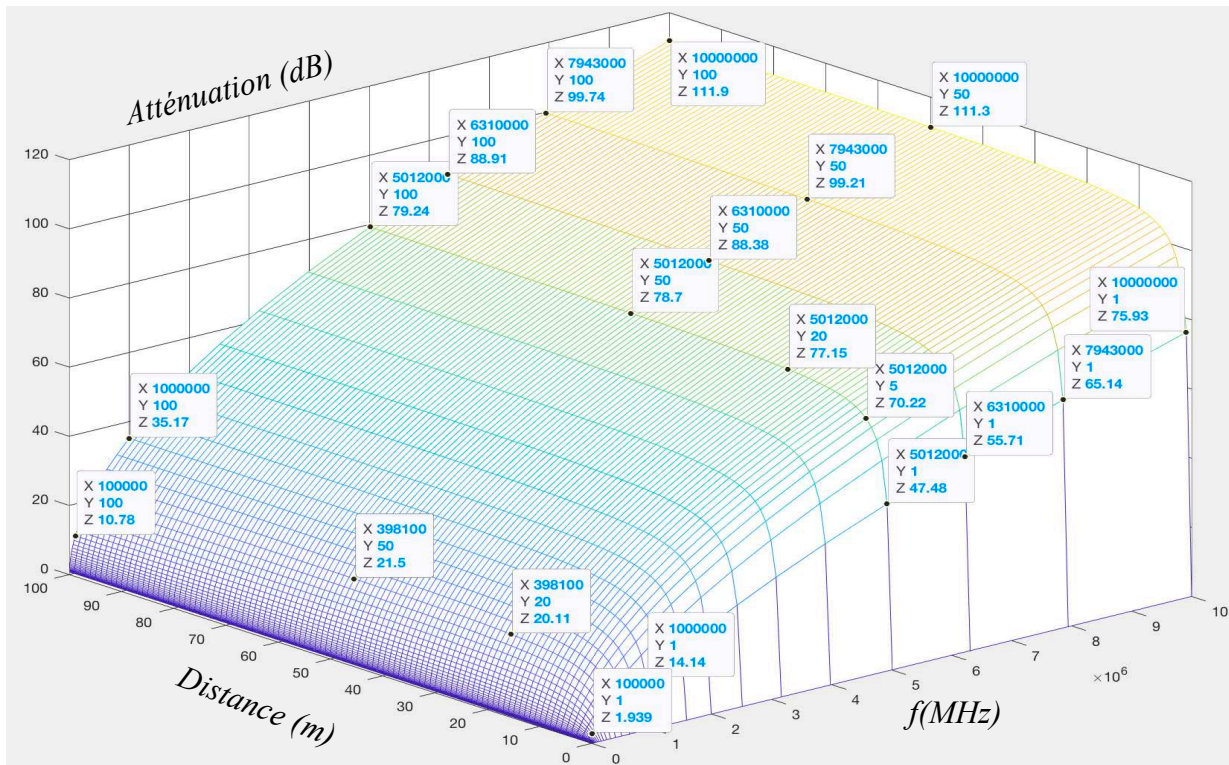


Figure 3-15. Atténuation linéique de puissance d'après le modèle de comportement de C.Urbe et W.Grote [169]

Au regard des travaux étudiés, il semblerait que le mode de propagation favorisant les pertes diélectriques soit exploitable dans la plage de fréquence allant de 1MHz à 30MHz. Il semble donc judicieux de dimensionner notre prototype pour fonctionner dans cette plage de fréquence. Au regard de la réglementation, nous avons choisi la fréquence appartenant à la bande ISM de 6,78MHz.

3.3.2.2 Structure et dimensionnement

La figure 3-16 représente le schéma de principe de notre structure d'antenne. Cette architecture permet de mettre en œuvre plusieurs configurations expérimentales. L'élément actif de l'antenne est une boucle constituée de plusieurs spires enroulées de manière concentrique, réalisées en matériau conducteur (cuivre, aluminium...). Cet ensemble est maintenu à mi-hauteur d'un compartiment étanche, pouvant accueillir plusieurs types de liquides aux propriétés diélectriques différentes (eau distillée, eau douce, huile...). L'immersion directe de conducteurs soumis à une différence de potentiel provoquerait inévitablement un phénomène de conduction ionique engendrant un champ rayonné de faible puissance. Ainsi, une simple antenne conductrice non gainée, ne peut exciter correctement le média pour privilégier le mode de propagation diélectrique. Nous avons donc choisi de gainer le conducteur par un isolant de permittivité ϵ_2 .

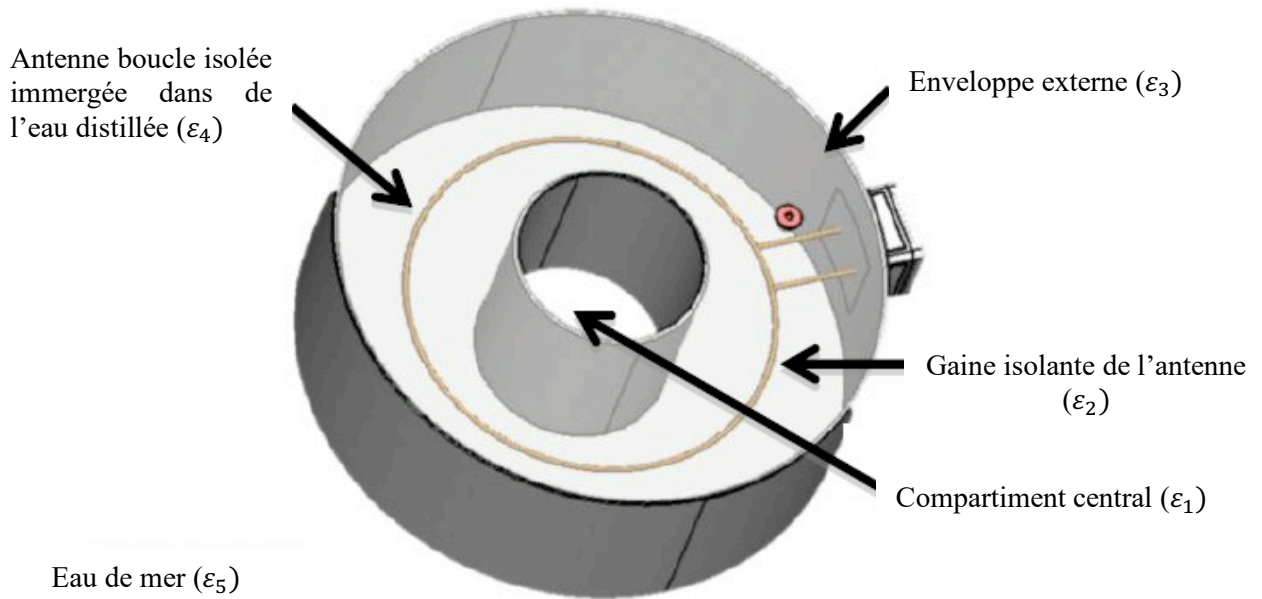


Figure 3-16. Structure de l'antenne à saut de permittivité complexe

On distingue sur ce schéma un compartiment central, qui est normalement ouvert. Refermé, il devient étanche et peut accueillir des liquides ou matériaux diélectriques différents permettant ainsi de modifier éventuellement les propriétés électromagnétiques du noyau central de la boucle. On associe au contenu de ce boîtier central une permittivité ϵ_1 .

Le matériau de l'enveloppe de l'ensemble est réalisé avec un isolant étanche, présentant une résistance mécanique suffisante pour transporter ce dispositif et supporter les contraintes sous-marines. Nous avons choisi de la réaliser en plexiglass d'une épaisseur de 10mm en raison de ses propriétés isolantes et mécaniques. Cette enveloppe crée une interface entre le liquide qu'elle contient et le milieu extérieur, elle peut être prise en compte dans les modèles de simulation par une permittivité ϵ_3 .

L'eau douce et l'eau de mer se différencient essentiellement par leur conductivité. Lorsque cette conductivité est prise en compte dans l'expression de la permittivité ϵ_{eq} (cf. équ. 3.14), nous pouvons remarquer que sa partie imaginaire varie. Ainsi, la structure de notre antenne induit une variation de la partie imaginaire de la permittivité équivalente rencontrée par l'onde émise lors de sa propagation. Ce saut de permittivité complexe (ϵ_4 vers ϵ_5) caractérise donc ce dispositif d'où le nom d'antenne à saut de permittivité complexe.

Les longueurs d'ondes dans l'eau de mer et dans l'eau douce diffèrent en raison de la variation du paramètre de phase (β) du coefficient de propagation. Ainsi, les dimensions de l'antenne boucle devront être ajustées en fonction des propriétés diélectriques du matériau qui l'entoure.

Pour mener nos expériences, nous avons imaginé deux configurations possibles :

- l'enveloppe est remplie d'eau de mer. La boucle est plongée dans de l'eau de mer avec le compartiment central ouvert. L'antenne est alors immergée dans le milieu sous-marin naturel. Avec cette configuration, des essais du comportement des modes combinés de conduction et diélectriques peuvent être réalisés ;
- l'enveloppe est remplie d'un liquide différent de l'eau de mer. Le compartiment central est alors utilisé pour ajuster les propriétés du noyau central de l'antenne. Cette configuration est dédiée aux expériences favorisant l'excitation du mode d'électrique.

Afin de faciliter le déploiement de notre antenne lors de nos expériences, nous avons choisi de limiter son volume à 0,5m³ maximum. En effet, étant remplie d'eau distillée dans certaines configurations expérimentales, sa masse devenait rapidement importante même pour de faibles volumes (environ 500kg) ce qui rendait potentiellement très difficile son transport et sa manutention.

Une fois la structure définie, nous avons pu la dimensionner pour notre fréquence de fonctionnement nominal de 6,78MHz. La première étape a consisté à calculer les longueurs d'ondes en eau douce et en eau de mer pour dimensionner la longueur du conducteur et les dimensions de la boucle.

En eau de mer nous obtenons :

$$\lambda_{\text{eaudemer}} \approx \sqrt{\frac{1}{\sigma \cdot f \cdot 10^{-7}}} \approx 0,585 \text{ (m)} \quad (T = 15^\circ\text{C}, S = 35\text{ppt} \Rightarrow \sigma = 4,3\text{S/m}) \quad (3.74)$$

Et en eau douce :

$$\lambda_{\text{eaudistillée}} \approx \frac{c}{f} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\epsilon'}} \approx 4,943 \text{ (m)} \quad (\sigma = 0,001\text{S/m}) \quad (3.75)$$

Compte tenu des problématiques de logistiques, nous avons choisi, à l'instar de Yoshida *et al.* [170] [172] dont la boucle rayonnante n'était entourée que de quelques centimètres d'eau pure, de réduire la zone de champs proches en la limitant à la zone radiative. Au regard de la longueur d'onde en eau de mer, la zone radiative s'étend sur une distance d'environ 10cm :

$$\frac{\lambda_{\text{eaudemer}}}{2 \cdot \pi} \approx 0,0931 \text{ m} \quad (3.76)$$

Il s'agissait, dans un premier temps, de dimensionner la boucle active pour l'adapter facilement à la longueur d'onde dans l'eau douce ($\lambda_{\text{eaudistillée}}$) et dans l'eau de mer ($\lambda_{\text{eaudemer}}$). Nous avons donc cherché un compromis intéressant entre le rayon et le nombre de spires de la boucle circulaire pour ajuster la longueur de conducteur de l'antenne en remarquant que :

$$4 \cdot \lambda_{\text{eaudemer}} \approx \frac{\lambda_{\text{eaudistillée}}}{2} \approx 2,4 \approx 2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot R_{\text{loop}}) \Rightarrow R_{\text{loop}} \approx 0,19 \text{ m} \quad (3.77)$$

Ainsi, avec un rayon de la boucle circulaire R_{loop} de l'ordre de 19cm avec 2 spires, nous obtenons une antenne de longueur environ égale à la demi-onde en eau distillée et d'environ 4 fois la longueur d'onde en eau de mer. L'erreur absolue sur la longueur d'onde nominale étant d'environ 17 cm pour l'eau distillée (soit 0,34% d'erreur relative) et de 1,5cm pour l'eau de

mer (soit 2,5% d'erreur relative). Nous avons considéré ces erreurs comme acceptables compte tenu de la variabilité de la conductivité des deux milieux elle-même induite par variations de températures ou de salinité. Les caractéristiques complètes de notre antenne sont répertoriées dans le tableau 3.8. Avec ces dimensions, la zone de champs proches est réduite à la zone radiative au voisinage de toutes les spires de la boucle, assurant ainsi, le compromis désiré entre volume minimal nécessaire à l'établissement de l'onde en champs proches et les contraintes de manutention.

TABLEAU 3–8. DIMENSIONNEMENT DE L'ANTENNE A SAUT DE PERMITTIVITE COMPLEXE

<i>Paramètre</i>	<i>Valeur</i>
Matériau du conducteur de la boucle active	Cuivre
Section du conducteur	1,5 mm ²
Conductivité nominale du cuivre à 300°K	59,6.10 ⁶ S.m ⁻¹
Matière de la gaine isolante du conducteur	Polyéthylène
Épaisseur de l'isolant	1 mm
Permittivité de l'isolant	$\epsilon_2 \approx 2,25. \epsilon_0$
Longueur d'onde nominale en eau de mer	$\lambda_{\text{eaudemer}} = 0,585 \text{ m}$
Longueur d'onde nominale en eau douce	$\lambda_{\text{eaudistillée}} = 4.943 \text{ m}$
Rayon de la boucle active	0,19 m
Nombre de spires N	2
Matière contenue dans l'enveloppe principale	Eau distillée
Conductivité nominale de cette matière à 6,78MHz	0,001 S/m
Hauteur de la structure (enveloppe)	0,2 m
Rayon externe de la structure	0,3 m
Rayon du compartiment central	0,1 m
Matériau de la structure	Plexiglass
Épaisseur de du matériau de structure	10 mm
Permittivité du matériau de la structure	$\epsilon_3 \approx 3,3. \epsilon_0$

3.3.3 Simulation de l'antenne à saut de permittivité complexe

3.3.3.1 Justification de la simulation et choix du logiciel

L'architecture de notre antenne fait intervenir plusieurs matériaux, ayant des valeurs de permittivité différentes, séparés par des cloisons étanches. Chaque interface de la structure introduit des phénomènes locaux de diffusion et de réflexion pour l'onde électromagnétique incidente. L'onde électromagnétique s'établit dans la zone où se trouve l'eau distillée enveloppant la boucle. Ainsi les champs proches, qui sont particulièrement complexes à évaluer, sont prédominants dans toute l'enveloppe de l'antenne. De plus, le calcul de la répartition des courants d'excitation dans les conducteurs de la boucle principale fait intervenir des équations dont les solutions analytiques sont complexes et s'expriment à l'aide de séries de fonctions de Bessel. Le calcul de ces courants est indispensable à l'évaluation de la répartition spatiale et au comportement des champs électromagnétiques dans les zones réactives et de Rayleigh. Ils interviennent également dans le calcul des impédances électriques de l'antenne.

Étant donné la complexité de cette structure, l'analyse du comportement des champs rayonnés, des impédances électriques et autres coefficients de transmissions, nécessite l'utilisation de logiciels de simulations.

Nos simulations ont pour objectif de fournir les informations nécessaires à l'évaluation de la pertinence de la solution envisagée et le cas échéant de concevoir les circuits d'adaptation et de commande de l'antenne. Parmi les logiciels de simulation les plus populaires, susceptibles de modéliser les comportements électriques et électromagnétique de notre antenne, nous avons la possibilité d'utiliser CST Studio Suite® (Dassault Systèmes) et FEKO® (Altair). Lors de son travail de développement d'antenne sous-marine, A. Garcia [144] a réalisé une comparaison des résultats fournis par ces deux logiciels. Nous avons choisi de travailler avec la version 14 de FEKO® pour la partie simulation électromagnétique qui incluait quelques fonctionnalités supplémentaires, facilitant l'étude des champs dans des milieux à pertes. Malheureusement, après avoir contacté l'éditeur de ce dernier logiciel, il semblerait qu'aucun logiciel du marché n'était alors parfaitement adapté à l'étude de propagations d'ondes électromagnétiques en eau de mer.

3.3.3.2 *Modèle de simulation*

Nous avons configuré le modèle de simulation de manière à analyser les champs proches en étendant les résultats aux champs lointains dans un rayon de 5m autour de l'antenne. Nous avons excité le port d'entrée du modèle dans un premier temps avec un générateur de tension. Ce port d'entrée est placé sur le conducteur de boucle ayant été paramétré avec les caractéristiques matérielles mentionnées dans le tableau 3.8 et isolé de manière également conforme à ce même tableau. La structure de l'enveloppe a été modélisée en considérant les matériaux, épaisseurs et dimensions respectives de chacune des parties comme représenté sur les figures 3-17(a).

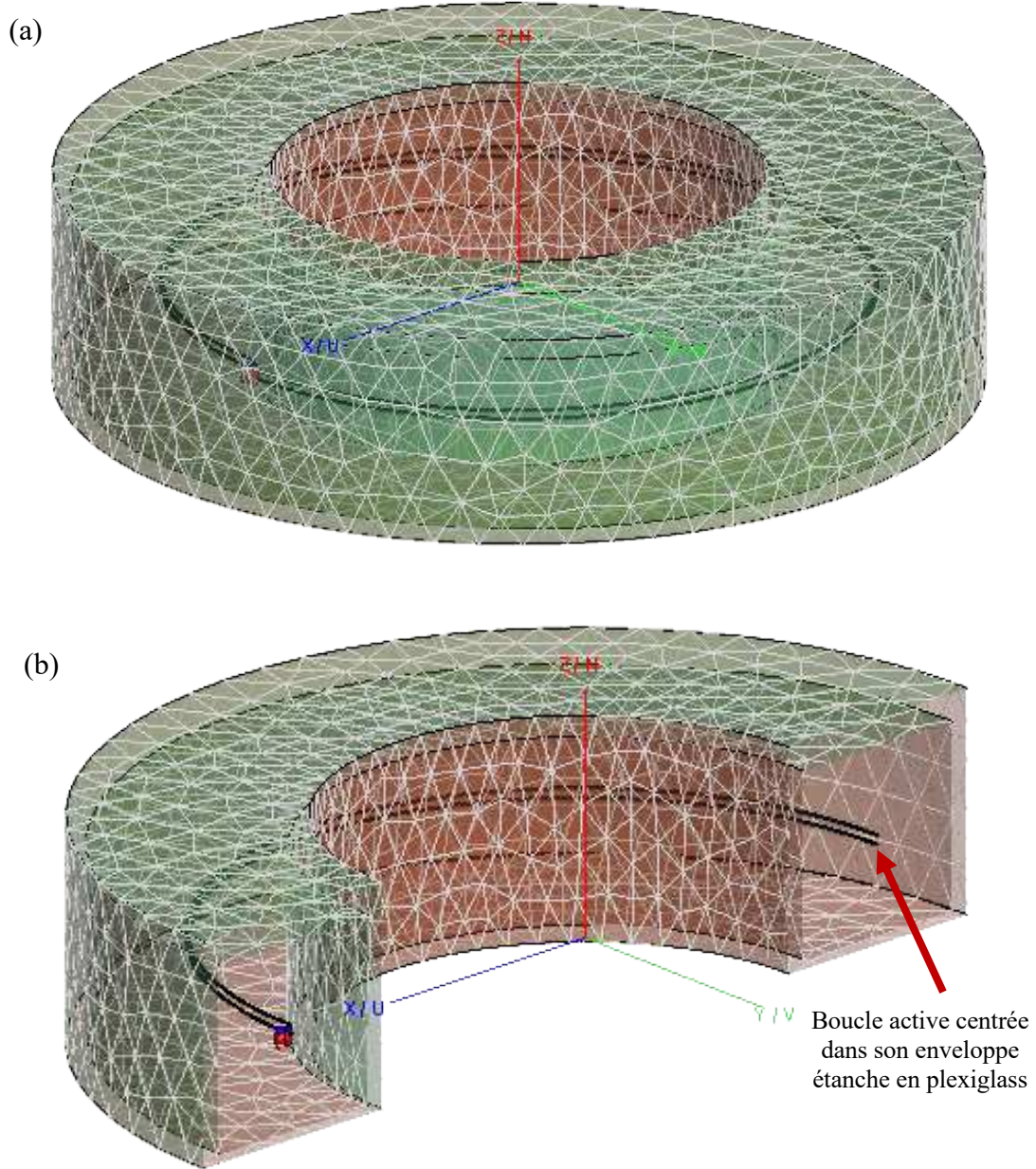


Figure 3-17. (a) vue de la structure maillée et (b) de la boucle active centrée dans le boîtier du modèle de simulation de l'antenne à saut de permittivité complexe dans le logiciel FEKO®

Chaque volume a été modélisé de manière à tenir compte de son comportement diélectrique en utilisant la tangente de son angle de perte (δ) caractérisé par :

$$\tan \delta = \frac{\omega \varepsilon'' + \sigma}{\omega \varepsilon'} \quad (3.78)$$

La dépendance en fréquence de cet angle de perte est approximée par interpolation dans le logiciel FEKO® à partir de l'édition d'un tableau destiné à répertorier les points caractéristiques de l'évolution de cette tangente. La précision obtenue par cette technique

dépend donc du nombre de points utilisés pour réaliser cette approximation. Nous avons utilisé 10 points caractéristiques sur toute la plage de fréquence de simulation pour l'eau distillée et l'eau de mer. De plus, nous avons considéré que la précision des permittivités relatives du plexiglass et du polyéthylène prédéfinies dans le logiciel étaient suffisantes pour notre application.

Le choix du maillage est une étape cruciale de la configuration d'une simulation. Il nécessite de trouver un compromis entre les dimensions des mailles, le temps de calcul et la précision attendue. Nous avons réalisé deux maillages distincts :

- l'un, linéaire, spécifique au conducteur de la boucle active, destiné à évaluer la réparation spatiale en fonction de la fréquence des courants d'excitation. Ce maillage relativement fin est déterminant pour évaluer les champs proches ;
- l'autre, volumétrique, permettant d'évaluer les champs électromagnétiques. Ce maillage de l'espace est de taille variable, plus fin près de la boucle, pour évaluer précisément les champs proches, et plus large en champs lointains.

La figure 3-17(b) représente le modèle du solénoïde du conducteur maillé de la boucle centré dans son enveloppe faisant quant à elle l'objet d'un maillage volumétrique différent.

3.3.3.3 Résultats de la simulation

Ce modèle a été simulé afin d'évaluer l'évolution de l'impédance électrique de la boucle rayonnante dans le milieu et du coefficient de réflexion (S_{11}). Les simulations ont été réalisées sur une plage de fréquences allant de 1MHz à 10MHz avec un pas de 10kHz. Elles prenaient en compte l'évaluation des champs proches étendus dans une sphère de 5 mètres autour du centre géométrique du plan médian de la boucle. En raison de l'approximation du modèle de perte et des limitations intrinsèques des méthodes moments [166] utilisées par FEKO® dans les milieux à pertes, nous ne nous attendions pas à des résultats très précis.

L'interprétation des valeurs d'une simulation du coefficient de réflexion (S_{11}) nécessite à minima la connaissance d'une valeur de référence de puissance. Elle peut être déduite des tensions ou courants émis sur la charge apparente de l'antenne boucle pour une fréquence connue. Cette remarque nous a conduit à procéder en deux étapes pour réaliser cette simulation :

- la première étape consistait à évaluer l'impédance électrique de la boucle vue par la source. Elle a été évaluée à $18+j.230$ à la fréquence de 6,78MHz. Cette première évaluation nous a permis de calculer et d'insérer entre le modèle du générateur et celui de la boucle un quadripôle d'adaptation d'impédance (modélisé par sa matrice impédance). Cette adaptation visait à maximiser le courant fournis par le générateur de tension, en le chargeant par une impédance apparente réelle de 50 Ohms à la fréquence nominale ;
- une fois l'adaptation réalisée, nous avons pu simuler le coefficient de réflexion (S_{11}).

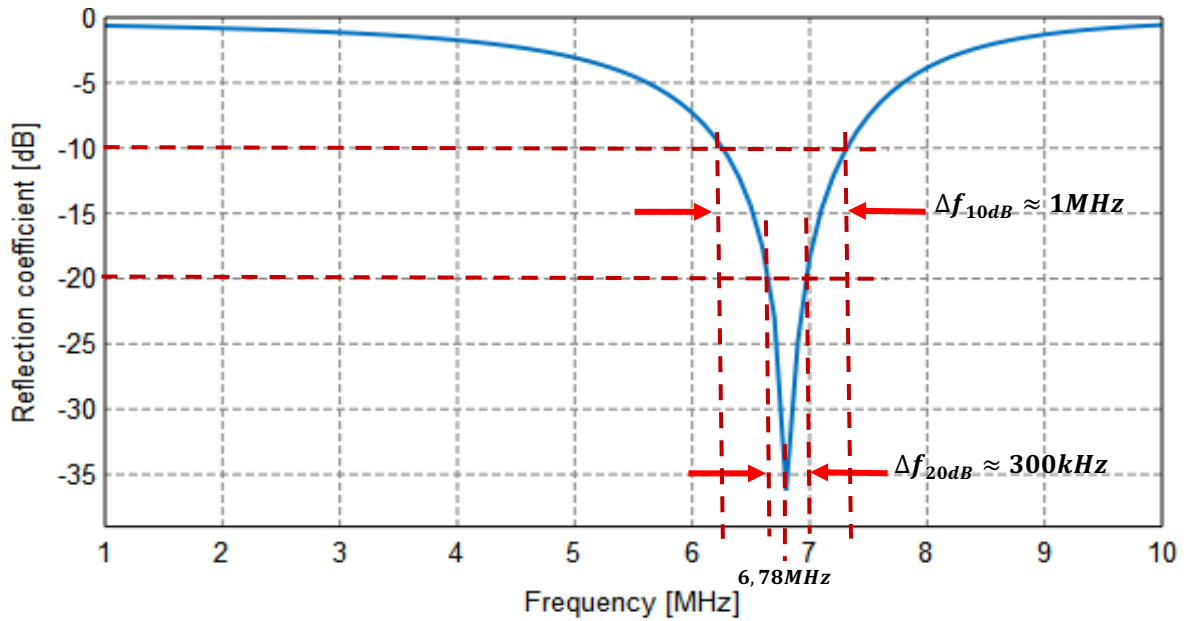


Figure 3-18. Simulation du coefficient de réflexion en dB de l'antenne à saut de permittivité complexe plongée dans l'eau de mer (adaptation d'impédance électrique du générateur de tension de 10V : 50 Ohms à 6,78MHz)

Les résultats de cette seconde étape de simulation sont présentés sur la figure 3-18, où l'on peut observer le coefficient de réflexion. Nous observons bien un unique minimum (à -36dB) à la fréquence centrale de 6,78MHz. La largeur de la bande passante de l'antenne Δf_{10dB} est d'environ 1MHz soit 14% de bande passante relative. Cette bande passante chute à 300kHz, soit 4,4% de bande passante relative, si l'on prend comme critère un coefficient de réflexion inférieur à -20dB. Nous supposons donc, qu'au voisinage de cette fréquence centrale de 6,78MHz, l'antenne rayonne potentiellement une partie non nulle de l'énergie électrique qu'on lui fournit. Nous considérons alors que la bande passante de cette antenne est définie en deçà de -10dB du coefficient de réflexion conformément à la règle d'usage, exposée dans l'ouvrage de Bansal *et al.* [173] (p.259). Ainsi, les performances de transmission sont d'autant meilleures que la valeur de ce coefficient est faible. L'ensemble de ces indications permettent d'envisager l'utilisation d'une technique de modulation autorisant un débit de données suffisant pour notre application. En effet, puisque nous disposons d'une plage de fréquence de 300kHz, un schéma de modulation s'appuyant sur des méthodes classiques (OOK, FSK ou PSK), ayant une efficacité spectrale supérieure à 0,3b/s/Hz permet d'obtenir les 80kbps souhaités.

Au regard des résultats prometteurs de cette première étape de conception et de simulation, nous avons donc décidé de réaliser le prototype d'antenne à saut de permittivité complexe afin d'effectuer les essais préalables à son utilisation dans un système de transmission sous-marin.

3.3.4 Réalisation et mesure des caractéristiques de l'antenne

3.3.4.1 Réalisation de l'antenne à 6,78MHz

Le prototype de l'antenne que nous avons réalisée est représenté sur la figure 3-19. Elle correspond aux modèles des figures 3-16 et 3-17 et est conforme aux spécifications du tableau 3.8. De nombreux essais ont été nécessaires afin de courber et coller les parois en plexiglass. L'antenne boucle est maintenue centrée à mi-hauteur de l'enveloppe par des plots en PVC. L'étanchéité de l'assemblage a été assurée par collage et adjonction de joints en silicone. Une fois l'enveloppe remplie d'eau distillée, le couvercle est maintenu par des vis et un joint souple. L'ensemble a une masse d'environ 50kg. Les deux conducteurs de l'antenne boucle sont accessibles depuis un connecteur situé dans un boîtier PVC solide de l'enveloppe permettant d'assurer la protection mécanique et l'étanchéité des raccordements. Ce volume est également suffisant pour accueillir une éventuelle électronique d'adaptation ou celle d'un futur MODEM. L'antenne remplie d'eau douce n'a pas besoin d'être lestée pour couler et est maintenue par une sangle pour les expérimentations en eau de mer.

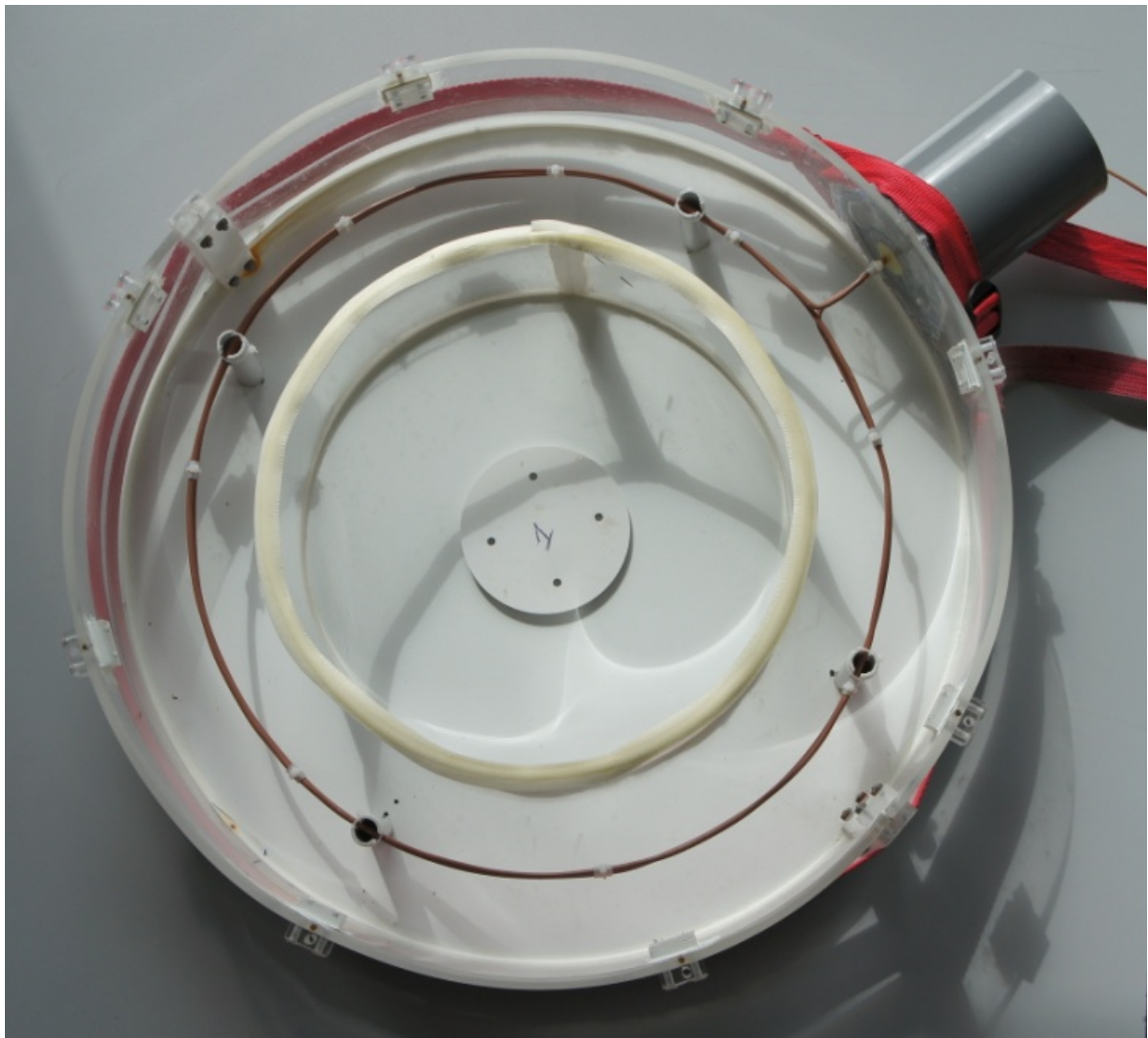


Figure 3-19. Prototype de notre antenne à saut de permittivité complexe

3.3.4.2 Mesures des caractéristiques de l'antenne

3.3.4.2.1 Mesures des caractéristiques de l'antenne dans l'air

Nous avons d'abord choisi de réaliser des mesures de l'antenne dans l'air, afin de configurer nos appareils de mesure et d'obtenir des caractéristiques de référence pour observer l'influence du milieu sous-marin sur ses propriétés. Nous avons utilisé un analyseur réseau, calibré pour l'impédance apparente de l'antenne, afin de mesurer ses caractéristiques. La courbe de la figure 3-20 représente le coefficient de réflexion de cette antenne dans l'air.

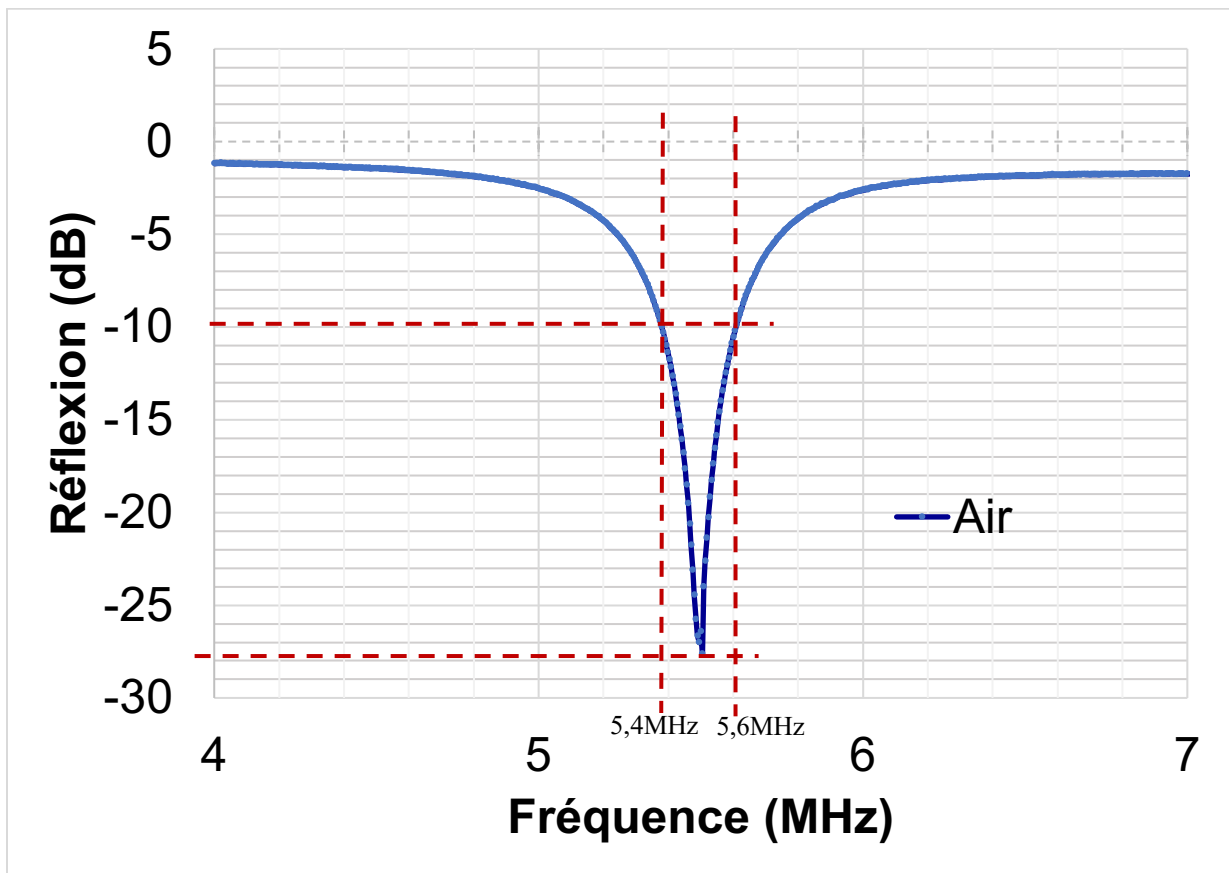


Figure 3-20. Mesure du coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne à saut de permittivité dans l'air.

Nous constatons que l'antenne semble adaptée de manière optimale à une fréquence voisine de 5,5MHz avec une bande passante d'environ 200kHz ($S_{11}=-10$ dB). Le coefficient de réflexion à cette fréquence est de -27dB, ce qui permet d'envisager la transmission d'une onde électromagnétique si l'antenne rayonne une partie de l'énergie électrique qui lui est fournie. Cette fréquence ne correspond pourtant pas à la fréquence centrale souhaitée de 6,78MHz, ce qui semblait a priori normal car nous avons dimensionné et simulé l'antenne immergée dans l'eau de mer.

3.3.4.3 Analyse et critique des résultats de mesure

La figure 3-22 présente la superposition des mesures du coefficient de réflexion de l'antenne immergée en eau mer et dans l'air. Nous constatons que le comportement de l'antenne varie bien avec la permittivité et la conductivité du milieu dans lequel elle est immergée. Nous observons un décalage de fréquence du minimum de réflexion en eau de mer d'environ 560kHz, soit plus de 10% de décalage relatif par rapport au minimum obtenu dans l'air. L'écart entre la fréquence du minimum de réflexion mesuré et celle que nous souhaitons (6,78MHz) est de 1,84MHz, soit plus de 27% d'écart. Le prototype d'antenne que nous avons réalisée, ne correspond donc ni à nos attentes ni aux résultats de la simulation :

- le minimum du coefficient de réflexion n'est que de -5,3dB (cf. figure 3.21 : Mkr 1) lorsque l'antenne est immergée en eau de mer, alors que nous attendions au plus -30dB ;
- Ce minimum de réflexion se produit à une fréquence de 4,942 MHz alors que nous nous attendions à ce qu'il se produise à une fréquence de 6,78MHz ;
- l'impédance présentée par l'antenne à ce minimum de réflexion possède une partie imaginaire non nulle et un comportement capacitif (cf. figure 3.21), alors qu'il devait correspondre à une fréquence de résonance de l'antenne caractérisée par une impédance non seulement réelle mais également minimale ;
- la fréquence de résonance électrique se situe au voisinage de 6,8MHz, à cette fréquence, l'antenne présente une impédance purement résistive d'environ 6 Ohms.

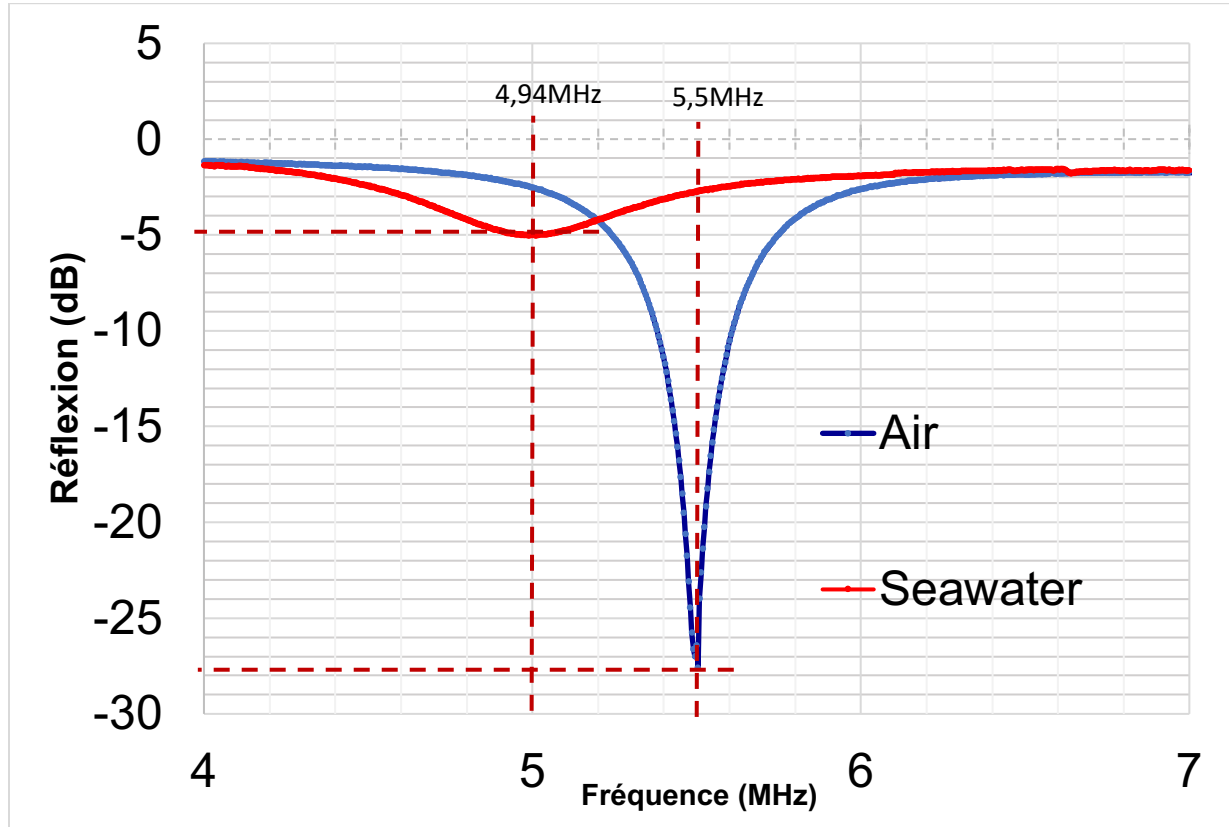


Figure 3-22. Mesure du coefficient de réflexion (S_{11}) en eau de mer (courbe rouge) et dans l'air (courbe bleue) de l'antenne dans la plage de fréquence [4MHz,7MHz].

Le décalage de fréquence observé pour le minimum du coefficient de réflexion par rapport à nos attentes ne constitue pas une raison suffisante pour considérer que ce prototype d'antenne soit inutilisable. En revanche, la valeur minimale du coefficient de réflexion est trop élevée pour envisager l'utilisation de cette antenne dans un système de transmission de données sous-marin par liaison électromagnétique.

Aussi, nous avons choisi d'explorer la deuxième option que nous avons envisagée dans notre stratégie de développement, qui consiste à trouver une nouvelle technique de transmission sous-marine, basée sur un mode de propagation de type conduction, devant satisfaire nos contraintes de déploiement, d'atténuation et de bande passante.

3.4 Antennes pour mode de propagation de type conduction.

Nous avons vu que l'atténuation d'une onde électromagnétique se propageant dans l'eau de mer en champs lointains, diminuait avec la fréquence. Nous envisageons donc de choisir un type d'antenne permettant de travailler à de faibles fréquences pour atteindre des distances d'une dizaine de mètres tout en offrant une bande passante suffisante pour envisager l'utilisation d'une technique de modulation autorisant un débit de 80kbps.

3.4.1 État de l'art

Dans leur travail de synthèse, N. George *et al.* [120], proposent d'identifier les différents types et critères de choix d'antennes adaptées aux transmissions sous-marines. Ils concluent leur analyse de l'état de l'art par un tableau qui répertorie les différents types d'antennes utilisées en fonction de la fréquence de travail. D'après cette étude, ce sont les antennes boucles qui sont les plus utilisées pour les faibles fréquences (<1MHz). Cette analyse converge avec la synthèse du tableau 2.4 qui met en concurrence les antennes boucles et les antennes dipôles dans la plage de fréquence allant de 1kHz à 1MHz.

L'article de 2016, publié par In'acio *et al.* [113], décrit le dimensionnement d'une antenne boucle et ses performances à l'aide du logiciel de simulation FEKO®©. L'antenne est constituée d'une simple boucle de 16 cm de rayon réalisée avec un fil de cuivre de 3mm² (cf. figure 3-23), recouvert d'un isolant de 50 µm d'épaisseur et de constante diélectrique de 3. L'antenne est alimentée par un circuit *balun* en courant. Les auteurs ont analysé l'influence de la conductivité de l'eau, sur sa fréquence de résonance et son impédance d'entrée. Les diagrammes de rayonnement simulés montrent clairement que la puissance maximale est rayonnée perpendiculairement à la surface de la boucle pour une eau à faible conductivité, et dans le plan de la boucle pour de l'eau de mer. Ils ont également confronté leurs simulations avec une expérimentation réalisée dans de l'eau douce. En eau douce, la fréquence de résonance mesurée (de l'ordre de 39 MHz dans une eau à 0.048 S/m) est en parfait accord avec celle obtenue par simulation. Cependant cette fréquence est légèrement différente de celle qui aurait pu être déterminée par la relation $f = c/2\pi r\sqrt{\epsilon_r} \sim 33 \text{ MHz}$.



Figure 3-23. Antennes de In'acio *et al.* [113]

Dès 2004, Al. Shamma'a *et al.* [174], ont effectué des essais de transmissions autonomes utilisant des antennes boucles (cf. figure 3-24(a)) dans un réservoir rempli d'eau de mer, sur la plage de fréquence de 1MHz à 60MHz. Ils remarquèrent que les antennes boucles présentaient de meilleures performances que les antennes dipôles à la fréquence de 1MHz. Ils expérimentèrent ensuite leurs antennes dans le port de Liverpool, en les immergeant à une profondeur de 6m. Des tests en transmissions à des distances supérieures à 10m furent effectués. Les niveaux de tensions reçus par l'antenne réceptrice étaient d'environ $10\mu\text{V}$ à 10m pour une puissance d'émission de 4,75W. Ils conclurent leur étude en affirmant qu'en champs proches, les courants de conduction étaient plus importants qu'en champs lointains, où le mode de propagation diélectrique semblait prédominant.

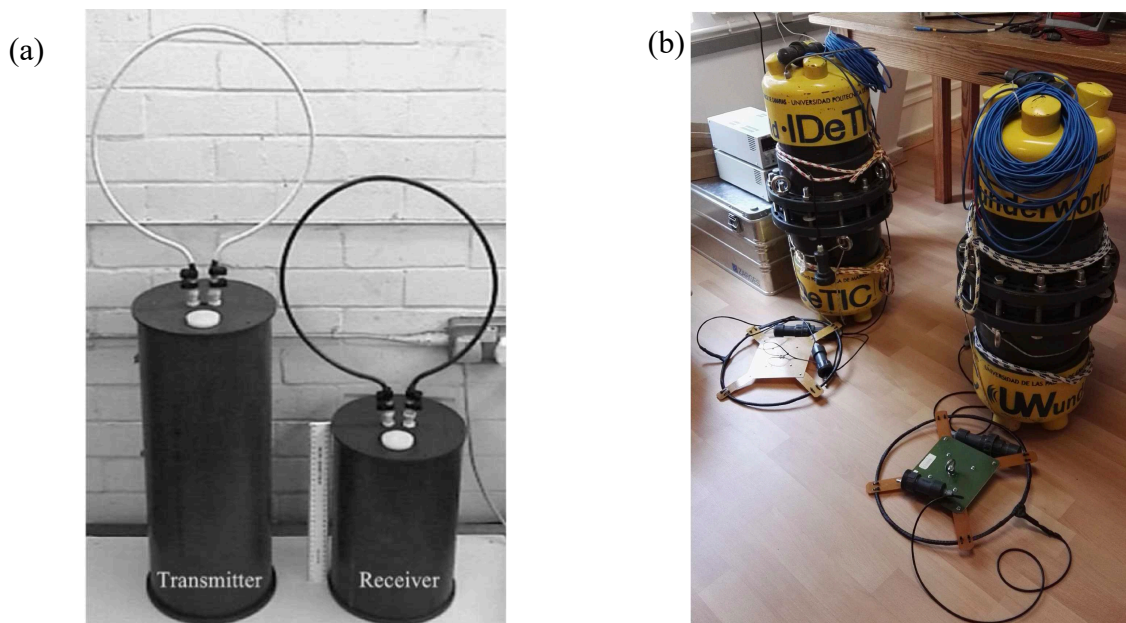


Figure 3-24. Systèmes expérimentaux de transmissions autonomes à boucles 1MHz-60MHz [174] (a) et 10kHz-100kHz [127] (b)

En 2016, Jiménez *et al.* [127] ont proposé une expérience destinée à analyser la propagation des ondes électromagnétiques à des fréquences de 10kHz à 100kHz. Ils montrèrent que l'atténuation entre des antennes boucles (de 10 spires) reposant sur le fond marin était plus faible que pour des antennes en suspension dans l'eau (cf. figure 3-24(b)). Cette différence se justifiait par la permittivité relative plus faible du sol sous-marin (voisine de 3,5). Ils mirent également en évidence que l'atténuation passait toujours par un minimum à une fréquence (située entre 20kHz et 100kHz) fonction de la distance séparant les boucles (cf. figure 3-26). Ce modèle de simulation fut confronté à leurs relevés expérimentaux (cf. figure 3-25), montrant que l'atténuation estimée par le modèle théorique est conforme aux mesures en champs lointains (environ 25dB/m d'atténuation à 400kHz). Tandis que le maximum de transmission observé à basse fréquence était engendré par le couplage magnéto-inductif entre les antennes (cf. figure 3-26). En effet, comme nous le verrons dans le chapitre suivant, le déplacement vers les basses fréquences du minimum d'atténuation lorsque la distance augmente est une conséquence caractéristique de la mise en résonance des deux boucles. Nous constatons que ce décalage du maximum évolue avec la longueur d'onde qui est supérieure à 4m pour les fréquences inférieures à 100kHz pour atteindre environ 15m à 10kHz (cf. figure 3-26).

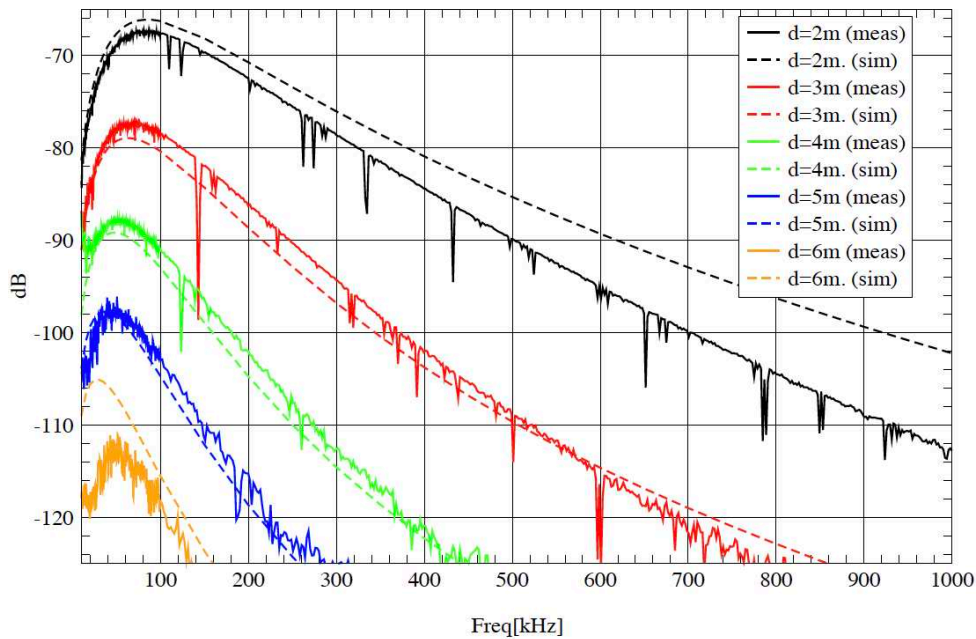


Figure 3-25. Mesure Vs. Simulation des atténuations d'antennes boucles posées sur le fond marin [127] ($\sigma=4,5S/m$)

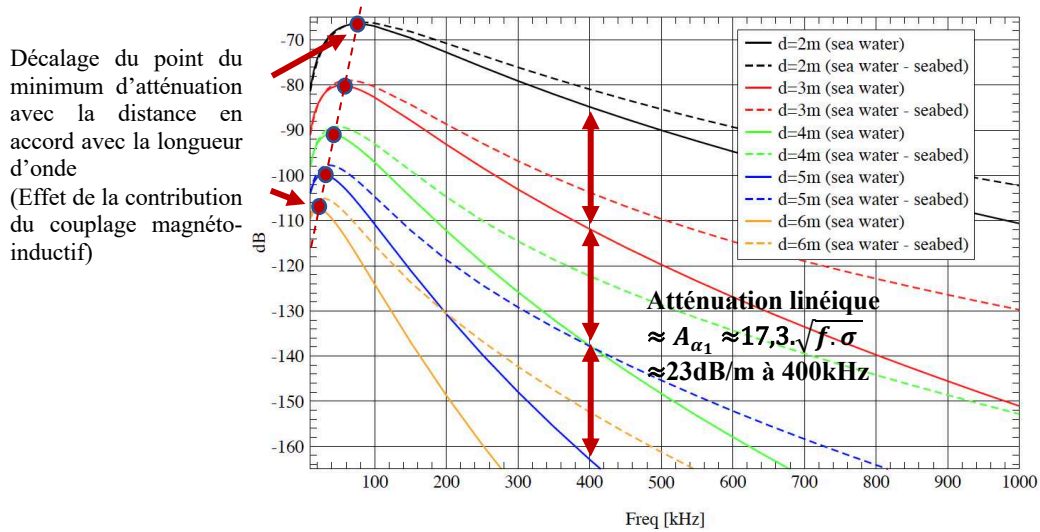


Figure 3-26. Simulation de l'atténuation entre deux antennes boucles immergées en suspension et posées sur le fond marin 10kHz-1MHz [127] ($\sigma=4,5\text{S/m}$).

Les résultats expérimentaux de Al. Shamma'a *et al.* [174] ne sont pas en adéquation avec les résultats théoriques indiquant que lorsqu'une onde se propage en champs lointains (en régime de conduction), son atténuation augmente avec la fréquence conformément à l'approximation $A_{\alpha_1} \approx 17,3 \sqrt{f \cdot \sigma}$ (éq. 3.39). Cet écart peut s'expliquer par le fait que les auteurs aient négligé l'influence de la diversité des chemins possibles (cf. §2.5.2.3). En effet, nous remarquons qu'au regard de la proximité de la surface (<6m) rapportée à la longueur d'onde (environ 1,6m à 1MHz), l'onde n'a que peu de chemin à parcourir pour atteindre la surface où son atténuation (dans l'air) est bien plus faible. Il est donc probable que les atténuations mesurées soient fortement minorées du fait qu'une partie non négligeable de la puissance transmise soit véhiculée par l'onde rayonnée dans l'air. Toutefois, cette expérience confirme une nouvelle fois l'efficacité des antennes boucles à faible nombre de spires pour réaliser une transmission sous-marine en basses et moyennes fréquences.

Malheureusement aucune des études sur les antennes que nous avons recensées ([94][114][125][126][127][170][171][172][174]), ne permettent d'évaluer la largeur de la bande passante de l'antenne boucle en eau de mer pour des fréquences inférieures au MHz. Cette information est pourtant nécessaire pour choisir la technique de modulation permettant d'atteindre le débit souhaité. Nous avons donc choisi de concevoir une antenne en nous inspirant des travaux de Jiménez *et al.* [127] et ceux de Shamma'a *et al.* [174]. Comme dans notre étude précédente, notre démarche pour concevoir un système de transmission s'appuiera sur les mêmes étapes de conception.

3.4.2 Conception d'une antenne boucle

3.4.2.1 Choix de la fréquence

L'expérience de Jiménez *et al.* [127], utilisait en guise d'émetteur un générateur à 300kHz émettant 23dBm (-7dB, soit 200mW) pour réaliser une transmission sur une distance de 4m. Compte tenu des distances que nous souhaitons atteindre et les contraintes de déploiement envisagées lors de l'étude préalable décrite dans le chapitre 2, nous avons donc choisi de limiter la puissance d'émission effectivement rayonnée (P_e) (par des antennes présentant une excellente efficacité) à environ 10W (10dB). Nous avons estimé la puissance (P_b) du bruit ambiant en milieu sous-marin, pour des fréquences inférieures à 1MHz, à environ -120dBm (-150dB) pour une profondeur supérieure à 5m. En supposant que la sensibilité du récepteur permette d'exploiter des signaux présentant une puissance de 10dB (S_r) supérieure à ce bruit ambiant, nous disposons donc d'une marge de puissance (P_{att}) d'environ 150dB :

$$P_{att} = P_e - P_b - S_r = +10 - (-150 + 10) = 150 \quad (3.79)$$

Ces premiers éléments impliquent de réaliser deux compromis pour déterminer la fréquence nominale de l'antenne envisagée :

- le premier doit être trouvé entre portée et bande passante. En effet, pour une même largeur de bande passante relative d'une antenne, plus la fréquence est élevée, plus la valeur de la largeur de bande passante augmente. Malheureusement, plus la fréquence augmente, plus l'atténuation augmente, ce qui induit une restriction de la distance de transmission atteignable à puissance finie ;
- le second est relatif aux contraintes de manutention et déploiement de notre prototype. Ainsi, les dimensions de l'antenne diminuant avec sa longueur d'onde nominale, la fréquence doit être la plus élevée possible pour faciliter son déploiement.

Nous nous sommes donc fixés, comme premier objectif, de caractériser la bande passante d'une antenne boucle de manière à estimer le débit atteignable, sans tenir compte temporairement de notre exigence de portée. Pour notre première expérience, nous avons choisi de dimensionner une antenne boucle centrée sur 400kHz. À cette fréquence, l'atténuation linéique moyenne dans une eau de conductivité 4,5S/m est d'environ 23dB/m. Ce choix nous permettait d'envisager une distance de transmission d'environ 6,5m.

3.4.2.2 Structure et dimensionnement

L'antenne que nous cherchons à développer doit-être suffisamment lesté pour s'immerger naturellement avec les mêmes contraintes de volume que notre premier prototype. A l'instar des antennes boucles présentées dans les études précédentes, nous avons choisi d'utiliser des boucles à faible nombre de spires réalisées avec du fil électrique gainé afin de limiter les pertes locales par conduction. Nous avons choisi d'utiliser du fil de câblage électrique standard avec une âme en cuivre monobrin de 2,5mm² gainé avec du polyéthylène de 1mm d'épaisseur.

Pour une fréquence de fonctionnement nominal de 400kHz, la longueur d'onde en eau de mer est d'environ 2,29m :

$$\lambda_{\text{eaudemer}} \approx \sqrt{\frac{1}{\sigma \cdot f \cdot 10^{-7}}} \approx 2,3 \text{ (m)} \quad (\sigma = 4,5\text{S/m}) \quad (3.80)$$

Nous avons ensuite cherché un compromis entre le rayon et le nombre de spires (N) de la boucle circulaire pour fixer la longueur de conducteur de l'antenne égale à sa longueur d'onde. Ainsi, en fixant N=2 spires nous obtenons un rayon de la boucle circulaire R_{loop} de l'ordre de 18,3cm compatible avec nos exigences dimensionnelles :

$$\lambda_{\text{eaudemer}} \approx 2,3 \approx N \cdot (2 \cdot \pi \cdot R_{\text{loop}}) \Rightarrow R_{\text{loop}} \approx 0,183 \text{ m} \quad (3.81)$$

Le tableau 3.9 reprend les principales caractéristiques de notre antenne boucle.

TABLEAU 3-9. DIMENSIONNEMENT DE L'ANTENNE BOUCLE 400KHZ

<i>Paramètre</i>	<i>Valeur</i>
Matériau du conducteur de la boucle active	Cuivre
Section du conducteur	2,5 mm ²
Conductivité nominale du cuivre à 300°K	59,6.10 ⁶ S.m ⁻¹
Matière de la gaine isolante du conducteur	Polyéthylène
Épaisseur de l'isolant	1 mm
Permittivité de l'isolant	$\epsilon_1 \approx 2,25 \cdot \epsilon_0$
Longueur d'onde nominale en eau de mer	$\lambda_{\text{eaudemer}} = 2,29 \text{ m}$
Tangente de l'angle de perte de l'isolant	0,0004
Rayon de la boucle active	18,3 cm
Nombre de spires N	2

3.4.3 Simulation de l'antenne boucle

3.4.3.1 Modèle de simulation

Nous avons configuré le modèle de simulation dans le logiciel FEKO® (Altair) de manière à analyser les champs proches en étendant les résultats aux champs lointains dans un rayon de 5m autour de l'antenne. Le port d'entrée du modèle a été excité par un générateur de tension. La figure 3-27 représente le modèle du solénoïde du conducteur maillé de la boucle, deux maillages ont été effectués :

- l'un, linéique, divisant le conducteur (paramétré avec les matériaux du tableau 3.9) en 129 segments identiques, pour modéliser le conducteur de la boucle et estimer la répartition des courants d'excitation ;
- l'autre volumique, autour du conducteur, destiné à évaluer les champs électromagnétiques rayonnés, en prenant en compte les angles de pertes de l'isolant de la gaine du conducteur et de l'eau de mer.

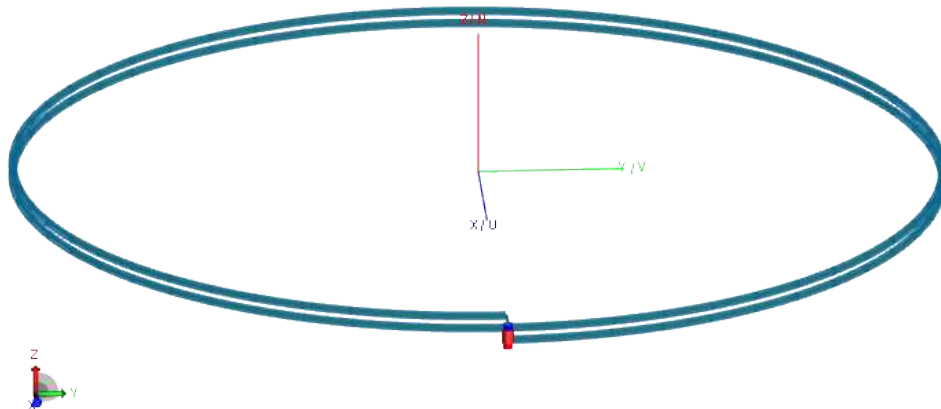


Figure 3-27. Modèle de simulation de l'antenne boucle 400kHz dans le logiciel FEKO®

3.4.3.2 Simulation

La simulation a été menée en deux étapes. La première, a consisté à évaluer avec FEKO® l'impédance électrique de la boucle vue par la source de tension. L'évolution des parties réelles et imaginaires de l'impédance électrique apparente de l'antenne est représentée sur la figure 3.28(a). À 400kHz, l'impédance électrique de l'antenne immergée en eau de mer (4,5S/m) est égale à $0,5 + j.10,7$. La valeur de cette impédance nous a alors permis de déterminer à l'aide du logiciel ADS Design (cf. figure 3-28(b)) le circuit d'adaptation de l'antenne, visant à obtenir une impédance apparente réelle de 50 Ohms à la fréquence de 400kHz. Ce circuit est constitué de deux condensateurs l'un monté en série ($C_s = 4,2\text{nF}$) et l'autre en parallèle ($C_p = 32,9\text{nF}$).

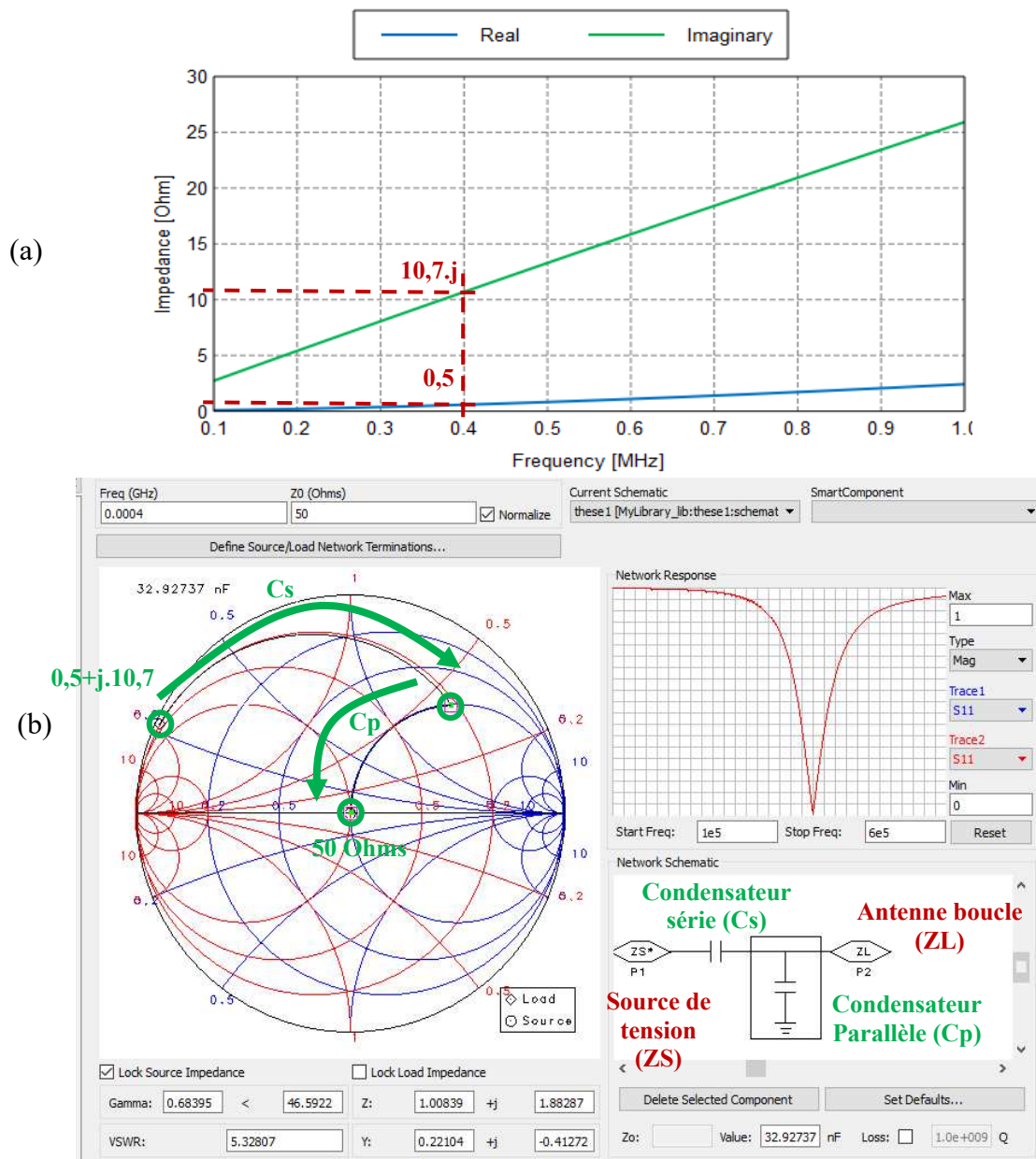


Figure 3-28. (a) Résultat de simulation des parties réelles et imaginaires de l'impédance électrique de l'antenne boucle dans la gamme de fréquence [100kHz,1MHz] (logiciel FEKO®) (b) Calcul du circuit d'adaptation d'impédance série/parallèle de l'antenne boucle à 400kHz (en vert : influence des capacités série et parallèle) (logiciel ADS Design ©).

La seconde étape a consisté à intégrer dans notre simulation sous FEKO, ce circuit d'adaptation (modélisé par sa matrice impédance) entre le générateur et l'antenne boucle. Cette adaptation nous a permis de calibrer la simulation pour évaluer le coefficient de réflexion (S_{11}). Les résultats de cette simulation sont présentés sur la figure 3-29. Ils sont conformes à nos attentes, l'antenne présente un S_{11} minimum (-28dB) à la fréquence de rayonnement (400kHz). Sur cette première courbe nous pouvons également évaluer la bande passante de l'antenne. Pour un coefficient de réflexion inférieur à -10dB, la largeur de la bande passante de l'antenne

Δf_{10dB} est d'environ 60kHz (soit 15% de bande passante relative) et pour un coefficient de réflexion inférieur à -20dB, la largeur de la bande passante de l'antenne Δf_{20dB} est d'environ 10kHz (soit 2,5% de bande passante relative).

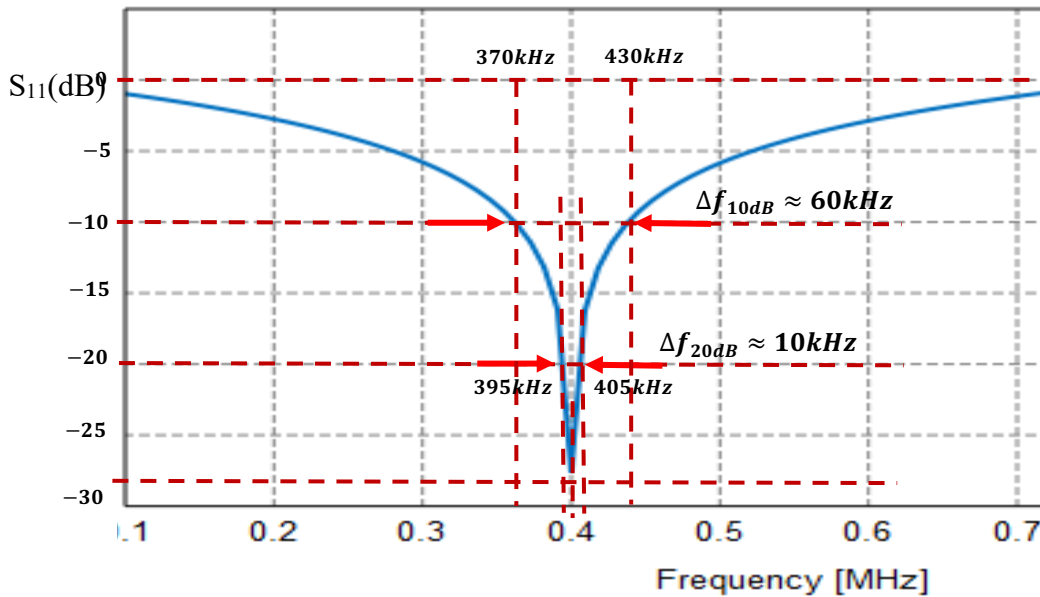


Figure 3-29. Simulation du coefficient de réflexion (S_{11}) en dB de l'antenne boucle plongée dans l'eau de mer (adaptation d'impédance électrique du générateur de tension de 10V : 50 Ohms à 400kHz)

L'ensemble de ces indications permettent d'envisager l'utilisation d'une technique de modulation autorisant un débit de données suffisant pour notre application. En effet, puisque nous disposons d'une plage de fréquence d'environ 60kHz, une modulation ayant une efficacité spectrale de l'ordre de 2b/s/Hz (classiquement une Q-PSK) permet d'obtenir les 80kbps souhaités [175].

La figure 3-30 représente les diagrammes de rayonnement du champ électrique de l'antenne boucle à la fréquence de 400kHz, dans l'un des plans axiaux (symétriques par révolution autour de l'axe central de l'antenne) aux distances de 3,25m et 4,75m. Nous constatons que le champ électrique est quasiment nul sur l'axe central de l'antenne et maximal sur le plan radial passant par le centre de l'antenne. Ce champ diminue d'environ 21dB/m avec la distance conformément à la théorie (environ -32dB sur 1,5m (cf. figure 3-29)).

Au regard des résultats prometteurs de cette première étape de conception et de simulation, nous avons donc décidé de réaliser un prototype d'antenne boucle afin d'effectuer les essais préalables à son utilisation dans un système de transmission sous-marin.

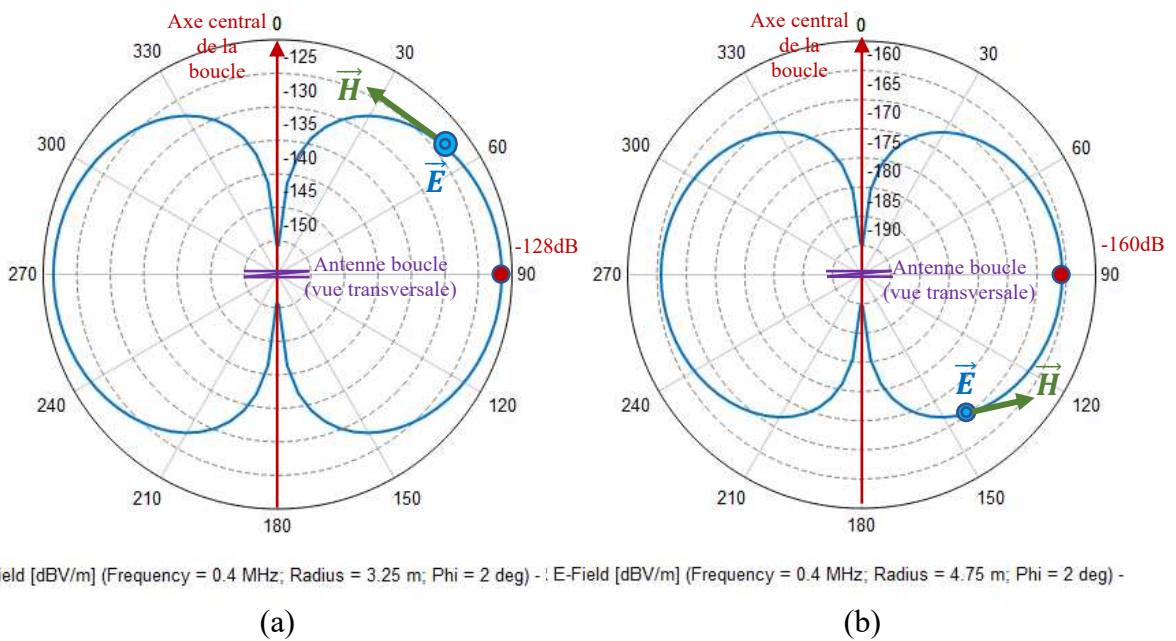


Figure 3-30. Diagramme de rayonnement du champ électrique à 3,25m (a) et 4,75m (b) de l'antenne boucle 400kHz (FEKOC®)

3.4.4 Réalisation et mesure des caractéristiques de l'antenne

3.4.4.1 Réalisation de l'antenne boucle 400kHz

Le prototype de l'antenne que nous avons réalisée est représenté sur la figure 3-31. Elle correspond au modèle de la figure 3-26 et est conforme aux spécifications du tableau 3.9. Le circuit d'adaptation d'impédance a été placé au plus proche de l'antenne dans un boîtier étanche auquel est raccordé un câble coaxial d'impédance caractéristique 50 Ohms terminé par un connecteur BNC. Pour les besoins de l'expérimentation, nous avons réalisé deux exemplaires de cette antenne boucle.

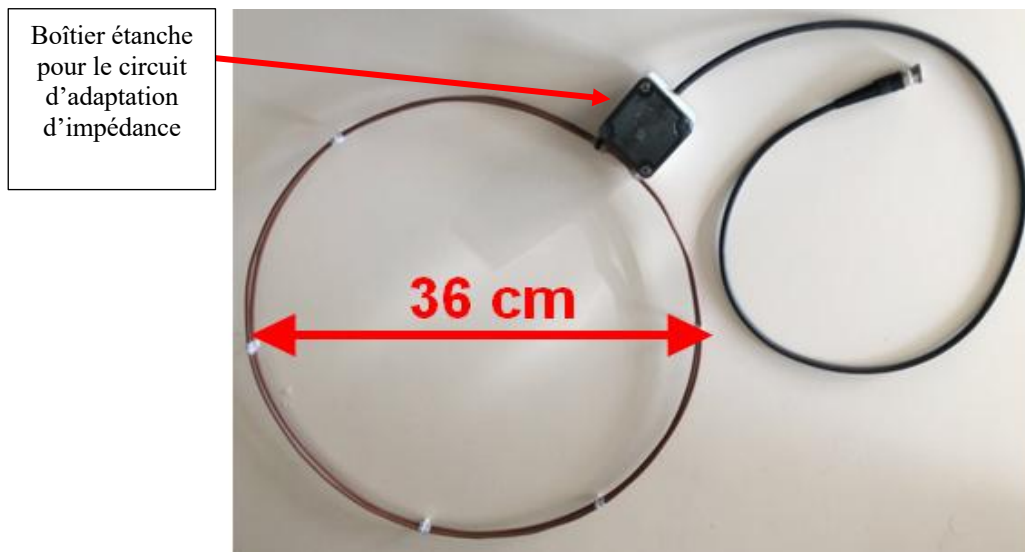


Figure 3-31. Prototype de l'antenne boucle avec son boîtier étanche contenant le circuit balun.

Lors de la réalisation et du réglage du circuit d'adaptation d'impédance, nous avons constaté que les valeurs des condensateurs ne permettaient pas d'obtenir une impédance idéale dans l'eau de mer, pour différentes raisons :

- les valeurs exactes des condensateurs ne sont pas disponibles ;
- l'humidité fait varier la valeur des condensateurs ;
- les dimensions et la géométrie de chaque antenne, en apparence similaires, varient légèrement ce qui engendre une faible variation de leurs fréquences de résonance.

Nous avons donc dû ajuster ces valeurs de condensateurs pour chacune des antennes en suivant la procédure suivante :

- mesurer des fréquences de résonance et de l'impédance de l'antenne avec un analyseur réseau ;
- calculer avec ADS Design®©, les valeurs exactes des condensateurs ;
- choisir des condensateurs dans un stock et réaliser des associations série et parallèle de différentes combinaisons jusqu'à obtenir le meilleur compromis possible (partie imaginaire annulée avec une précision meilleure que 10^{-1} à la fréquence de résonance).

Soucieux de l'influence du taux d'humidité sur la valeur des condensateurs, nous avons choisi de faire une simulation supplémentaire pour évaluer la sensibilité du circuit d'accord aux valeurs de ces composants. Les figures 3-32(a) et (b) représentent respectivement l'influence des capacités séries et parallèles du circuit d'accord sur le coefficient de réflexion (S_{11}) pour l'une des antennes qui résonnait à 400,5kHz. La figure 3-32(c) représente la mesure de l'impédance de l'antenne immergée réalisée avec l'analyseur de réseau (mode diagramme de Smith). L'antenne était plongée dans un bac d'eau salée à 35ppm de 60cm de profondeur. Cette mesure confirme la validité du calcul du circuit d'adaptation d'impédance réalisé sous ADS, montrant une adaptation d'impédance à 50 Ω optimum à 400 KHz.

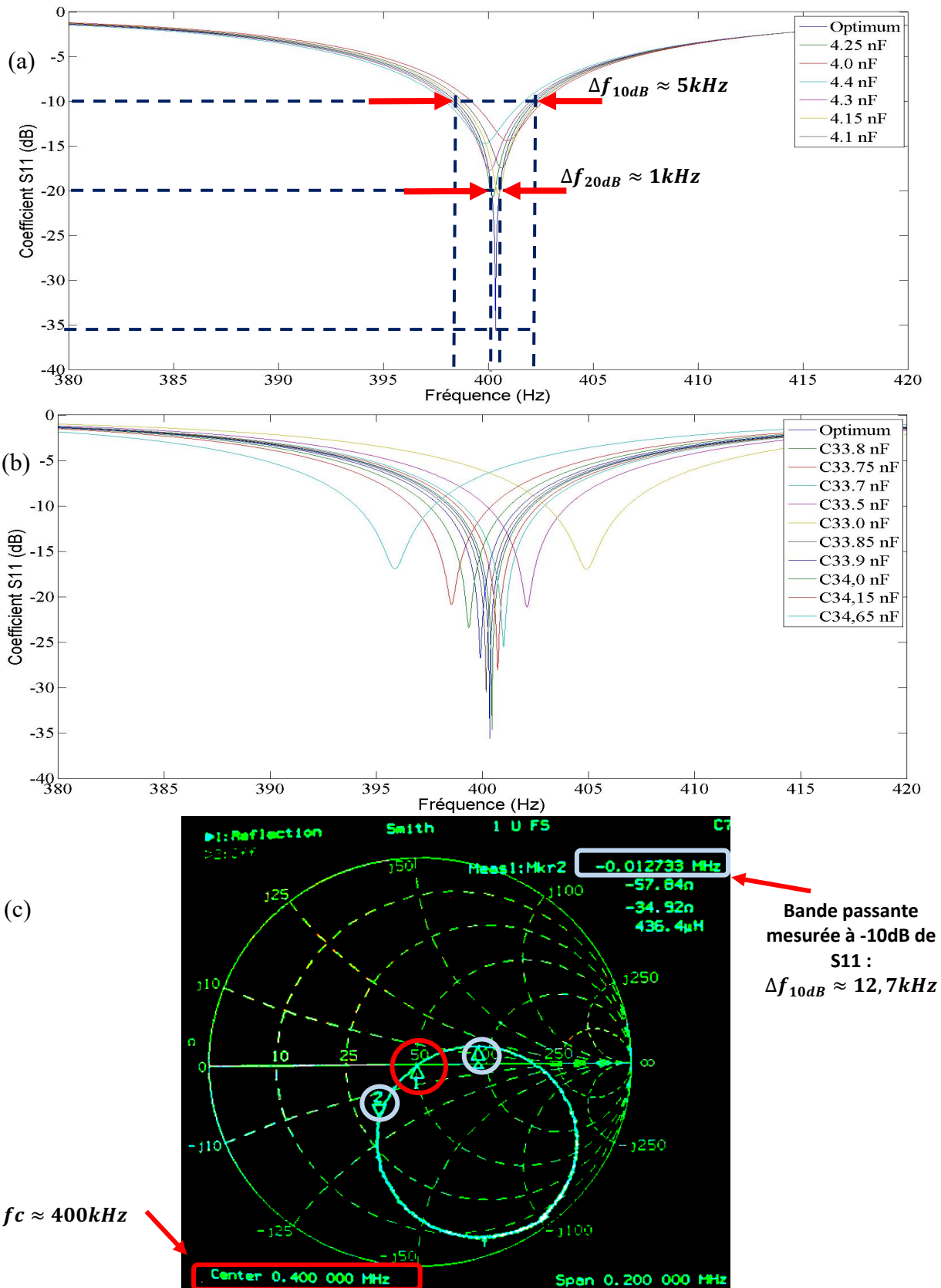


Figure 3-32. Sensibilité à la capacité série (a) et parallèle (b) du coefficient de réflexion de l'antenne accordée. (c) Mesure de l'accord à 50 Ohms de l'antenne boucle immergée dans un bac d'eau salée à 35ppm ($\sim 400\text{kHz}$).

D'autre part, nous constatons sur ces résultats de simulation que les bandes passantes (Δf_{10dB} et Δf_{20dB}) de l'antenne sont très inférieures aux résultats obtenus avec FEKO®. Cet écart peut s'expliquer de deux manières :

- l'antenne a été modélisée sous ADS Design® comme une charge ayant une unique impédance caractéristique à sa fréquence de résonance ;
- la résolution du pas de fréquence utilisé (~10Hz) sous ADS Design® était bien supérieure à celui utilisé dans FEKO®(1kHz).

3.4.4.2 Mesures des caractéristiques de l'antenne

3.4.4.2.1 Mesures des caractéristiques de l'antenne dans l'air

Nous avons d'abord choisi de réaliser des mesures de l'antenne dans l'air, afin de calibrer nos appareils de mesure et d'obtenir des caractéristiques de référence pour observer l'influence du milieu sous-marin sur ses propriétés. La courbe rouge, de la figure 3-33, représente le coefficient de réflexion de cette antenne dans l'air. Nous constatons que l'antenne présente, dans l'air, un minimum de réflexion de -8dB pour une fréquence voisine de 396kHz. Cette valeur est un peu trop élevée pour envisager l'utilisation de cette antenne dans un système de transmission en surface.

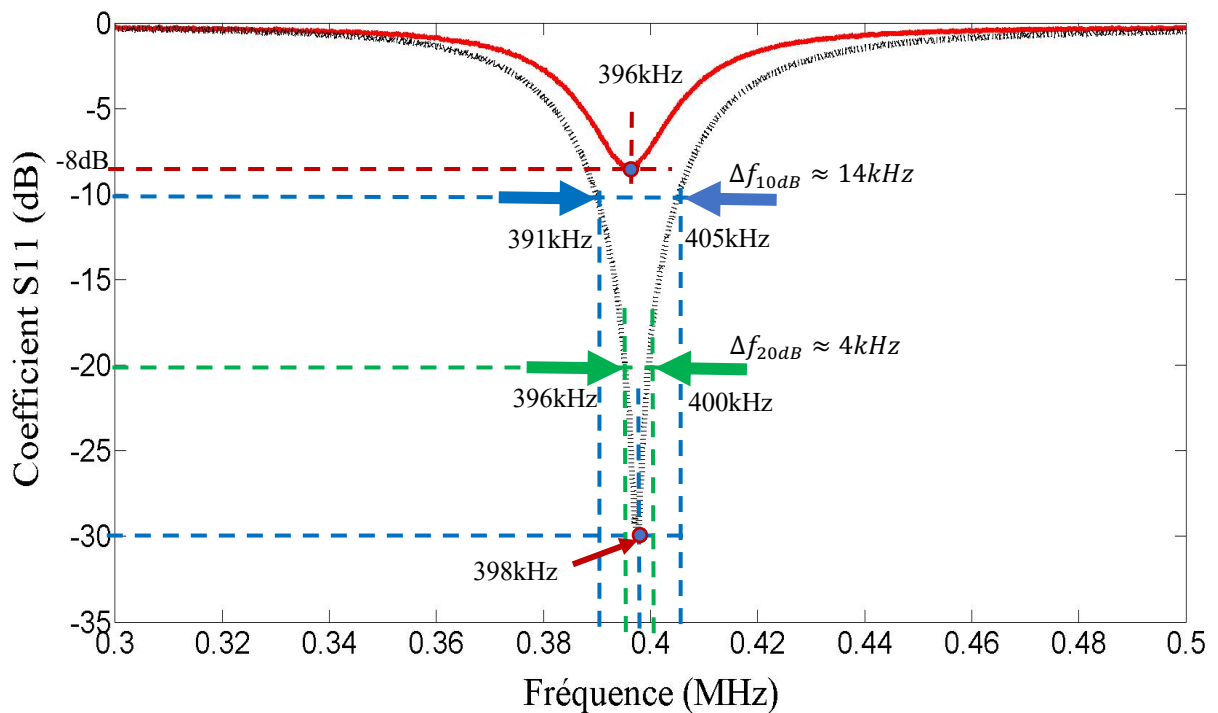


Figure 3-33. Mesure du coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne boucle dans l'air (courbe rouge) et dans l'eau de mer (courbe en pointillés noirs).

3.4.4.2 Mesures des caractéristiques de l'antenne dans l'eau de mer

Nous avons ensuite réalisé des mesures de l'antenne dans l'eau de mer, la courbe grise de la figure 3-33 représente son coefficient de réflexion. En première analyse nous pouvons affirmer que notre antenne est bien adaptée pour fonctionner immergée dans l'eau de mer, avec un gain sur le coefficient de réflexion de 22 dB par rapport à un fonctionnement dans l'air. En comparant les simulations (cf. fig. 3-32) et les résultats expérimentaux (cf. fig. 3-33), nous notons que la fréquence du minimum de réflexion (S_{11}) mesurée est relativement conforme à celle de nos simulations. Nous n'observons qu'un écart de 0,5% entre la mesure et la simulation (correspondant à 2 kHz d'écart à 400 kHz) dont l'ordre de grandeur a également été observé dans certaines études [113]. Il en est de même sur la valeur du coefficient de réflexion qui assez proche entre la valeur optimum simulée (-35 dB, cf. figure 3.32(a)) et celle mesurée (-30 dB, cf. fig. 3-33). Ces légers écarts peuvent cependant en partie s'expliquer par la différence entre les valeurs théoriques des condensateurs du circuit d'accord et celles câblées physiquement. En revanche, les valeurs de la bande passante divergent fortement entre les résultats de simulation et les mesures comme l'indique le tableau 3.10, ce qui témoigne des défauts annoncés de modélisations des milieux à pertes. Le tableau 3.11 regroupe les caractéristiques finales mesurées en eau de mer ($T \approx 15^\circ\text{C}$ / $S \approx 35\text{ppt}$) de notre prototype d'antenne boucle.

TABLEAU 3–10. BANDES PASSANTES SIMULEES ET MESUREES DE L'ANTENNE BOUCLE 400KHZ

Bande passante Δf_{10dB} de l'antenne (à -10dB de S_{11})	Valeur absolue	Valeur relative
Simulation FEKO	60kHz	15%
Simulation ADS Design	5kHz	1,25%
Mesure dans bac d'eau salée ($T \approx 15^\circ\text{C}$ / $S \approx 35\text{ppt}$)	12,7kHz	3,2%
Mesure en eau de mer ($T \approx 15^\circ\text{C}$ / $S \approx 35\text{ppt}$)	14kHz	3,5%

TABLEAU 3–11. MESURES DES CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE BOUCLE 400KHZ

Bande passante Δf_{10dB} de l'antenne (à -10dB de S_{11})	Valeur
Fréquence centrale	398kHz
Coefficient de réflexion S_{11} minimum	-30dB
Bande passante Δf_{10dB} de l'antenne (à -10dB de S_{11})	14kHz

3.4.5 Expérimentation d'un système de transmission à 400kHz

Au regard des caractéristiques de cette antenne boucle (cf. tableau 3.11), nous nous sommes interrogés sur la pertinence de concevoir un modem satisfaisant notre cahier des charges : transmettre un signal vidéo à 80kbps sur une distance d'une dizaine de mètres. En effet, pour obtenir un tel débit avec une bande passante de 14kHz, il faudrait au minimum utiliser une modulation ayant une efficacité spectrale de 5,7bit/s/Hz. Seules les techniques de modulation 64-QAM ou 64-PSK (ou d'ordre plus élevé) peuvent atteindre une telle efficacité spectrale [175]. D'autre part, un signal à 400kHz subit une atténuation théorique de l'ordre de 20 dB/m en eau de mer. Transmettre un tel signal sur une distance d'une dizaine de mètres, nécessiterait d'émettre au moins 100W et de disposer d'un récepteur très faible bruit (possédant une

sensibilité à la limite du bruit thermique, -170 dB). Au regard de cette analyse, nous avons donc choisi de poursuivre nos travaux, mais dans un premier temps sans développer un modem qui serait relativement complexe pour atteindre nos objectifs. Nous nous sommes donc attelés à la conception d'un système de transmission, permettant de valider notre modèle de canal de transmission et de transmettre un signal sur quelques mètres.

3.4.5.1 Essais préliminaires sur site

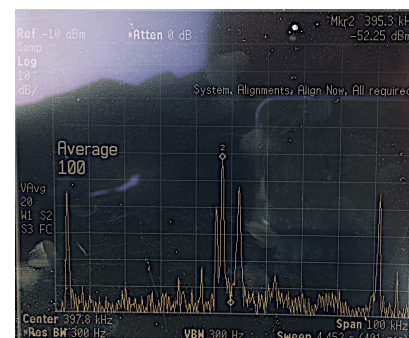
Les mesures expérimentales ont été menées sur les pontons du port de plaisance des Minimes de La Rochelle. Elles ont été réalisées à marée haute, permettant d'avoir au moins une profondeur d'immersion de 6m.

3.4.5.1.1 Mesure des niveaux de bruits

Au préalable nous avons mesuré le niveau de bruit reçu par les antennes sur notre site d'expérimentation. L'antenne boucle développée précédemment (cf. figure 3-31) a été directement connectée avec un câble coaxial de 3m sur l'analyseur de spectre HP 4411B. Le bruit de fond moyen se situait aux environs de -120dBm à 1m de profondeur. En revanche, nous avons constaté la présence irrégulièrement répartie de raies spectrales (cf. spectre tableau 3.7), caractéristiques de bruits d'origine anthropiques dans la plage de fréquence allant de 350kHz à 450kHz. Le tableau 3-7 donne les niveaux de bruits relevés dans l'air et dans l'eau (à 1m de profondeur). Après vérification auprès de l'ANFR, nous avons attribué ces mesures de bruits à des bornes de radionavigation, cette bande de fréquence étant en effet réservée aux applications de radionavigation aéronautique.

TABLEAU 3–12. MESURES DES NIVEAUX DE BRUITS SUR LE SITE D'EXPERIMENTATION (PORT DES MINIMES)

Fréquences	Niveau de réception dans l'air	Niveau de réception à 1 m sous l'eau
351,6 kHz	-64 dBm	-54,5 dBm
389,6 kHz	< - 90 dBm	-78 dBm
393,6 kHz	-70 dBm	-61 dBm
395,5 kHz	-52 dBm	-45 dBm
400,1 kHz	-63 dBm	-59,5 dBm
439,3 kHz	-64 dBm	-55,3 dBm



3.4.5.1.2 Essais de transmission sur site

Nous avons ensuite procédé à des essais préliminaires de transmission sous-marine (1m puis 5m sous l'eau) sur une distance de 1 à 7 m (cf. figure 3-34(a)) entre deux antennes boucles. Les deux antennes présentaient des fréquences de résonances très légèrement différentes (398kHz pour l'une et de 400,5kHz pour l'autre). La première antenne était connectée à un générateur émettant un signal sinusoïdal de fréquence 399kHz (fréquence centrale des antennes). La seconde antenne était quant à elle connectée directement à l'analyseur de spectre (cf. figure 3-34(b)).

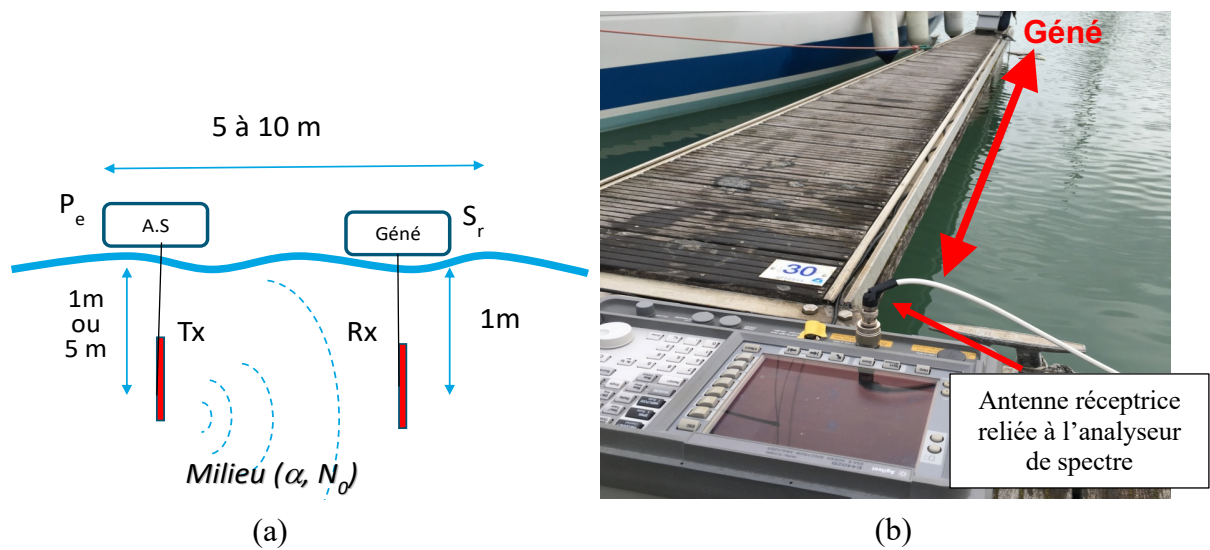


Figure 3-34. Synoptique (a) et photographie (b) de la chaîne de transmission testée dans un ponton du port de La Rochelle. L'antenne réceptrice est reliée directement à l'analyseur de spectre (récepteur)

Nous avons procédé à plusieurs essais à une profondeur de 5m pour des puissances d'émissions et différentes distances dont les résultats sont reportés dans le tableau 3.13. Au regard de ce tableau, nous remarquons que dans cette configuration, la transmission d'une onde EM sur une dizaine de mètres est réalisable aisément. Mais les résultats observés ne sont pas conformes au modèle de propagation en milieu isotrope qui prédit que le signal devrait être atténué d'au moins 23 dB par mètre.

TABLEAU 3-13. MESURES DES PUISSANCES REÇUES LORS DES ESSAIS PRELIMINAIRES DES ANTENNES

<i>Distance horizontale entre les antennes</i>	<i>Puissances reçues (Puissance émise 1W (30dBm))</i>	<i>Puissances reçues (Puissance émise 0,1W (20dBm))</i>
1m	-19,8dBm	-30dBm
2,5m	-20,5dBm	-41dBm
7m	-21,5dBm	-42dBm

Le fait de mesurer des amplitudes plus fortes que celles prédites par ce modèle est dû à une propagation qui ne s'effectue pas uniquement dans l'eau (des trajets dans l'air et/ou via sol ne sont pas à exclure) ; ou au fait qu'une partie du signal est capté par le câble sous-marin qui relie l'antenne à l'analyseur de spectre. Ces mesures rappellent celles de A. Shaw *et al.* [124] qui ont déjà observé ce phénomène et que C. Uribe et W. Grote [169] tentèrent de modéliser (cf. figure 3-12). Aussi, afin de s'assurer que l'onde EM ne se propage que dans l'eau, des tests de transmission verticale en pleine mer devaient être réalisés (donc sans risque de propagation par le sol et/ou par l'air) en immergeant l'émetteur avec son antenne d'émission, afin de s'affranchir des câbles de mesure (cf. figure 3-35). Pour mener à bien ces tests nous devons concevoir un modem immergeable jusqu'à une dizaine de mètres.

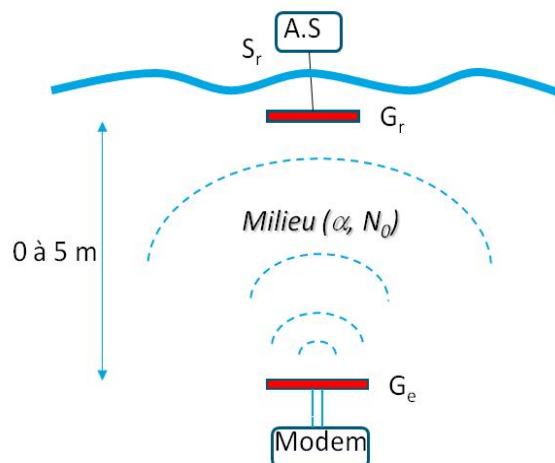


Figure 3-35. Synoptique de la chaîne de transmission en pleine mer avec Modem autonome immergé.

3.4.5.2 MODEM sous-marin pour les essais de la bande 400kHz.

Ce premier prototype de modem réalisé permet la mise en œuvre de différents types de modulations FSK sur toute la plage de fréquence 350 - 450 kHz. Une carte de développement Arduino (MCU) vient contrôler la boucle à verrouillage de phase de la partie émetteur. L'étage de réception est quant à lui constitué d'un filtre passe bande et d'étages d'amplifications de gain total 10^6 . Le signal est ensuite démodulé par une boucle à verrouillage de phase pour être finalement traité numériquement par le MCU (cf. synoptique de la figure 3-36(a)). L'ensemble de ces fonctions est intégré dans une carte mezzanine qui vient se connecter directement sur l'Arduino (les schémas électroniques complets sont donnés en annexe 1). La carte et son bloc d'alimentation sont montés dans un tube de PVC étanche dont l'un des bouchons contient le circuit d'accord et est directement relié à l'antenne (cf. figure 3-36(b)). Le MODEM permet de réaliser certaines fonctions complémentaires utiles à l'expérimentations comme l'émission de porteuses wobulées en fréquences. Les types et les paramètres de modulations FSK (m-FSK, DSS...) sont entièrement programmables.

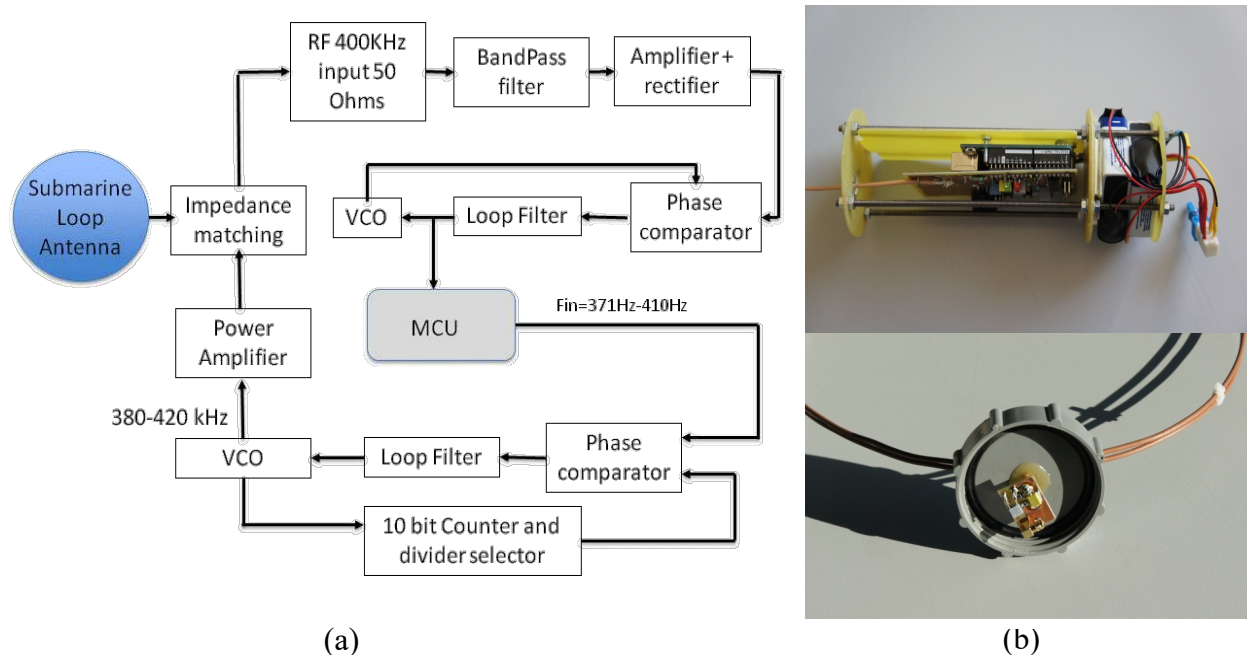


Figure 3-36. Synoptique (a) et photographie du MODEM sous-marin 400kHz et du circuit d'accord de son antenne (b)

3.4.5.3 Essais du système de transmission à 400kHz

La chaîne de transmission est constituée d'un MODEM immergé, connecté à l'antenne d'émission, et d'un analyseur de spectre (jouant le rôle de récepteur) relié à une antenne de réception, identique à celle d'émission (cf. figure 3-36(a) et photo figure 3-37). Le MODEM a été immergé à des profondeurs allant de 1 à 4 m, grâce à un lest en béton (cf. figure 3-37(b)). Le modem est configuré de manière à réaliser une wobulation de fréquence dans la bande [380kHz,420kHz] avec un taux de 1kHz/s. L'ensemble des mesures effectuées à 400kHz sont répertoriées sur le tableau 3.14. Les puissances reçues mesurées sont conformes aux attentes théoriques : le signal est bien atténué d'environ 23 dB/m. De plus, la largeur de bande diminue de 10% à la distance la plus éloignée, car les fréquences les plus élevées (>400kHz) sont plus atténuées.

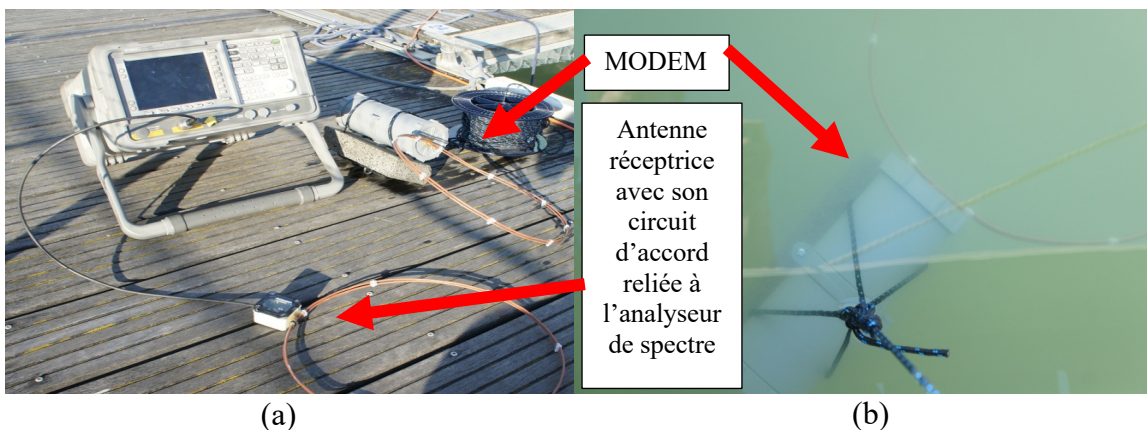


Figure 3-37. Photo (a) des dispositifs émetteurs (MODEM et son antenne) et récepteurs (analyseur de spectre relié à l'antenne réceptrice) et (b) le MODEM avec son antenne est lesté et immergé.

TABEAU 3–14. MESURES DES PUISSANCES REÇUES LORS DES ESSAIS DE TRANSMISSIONS

<i>Distance verticale entre les antennes</i>	<i>Puissances reçues à 400kHz (Puissance émise 1W (30dBm))</i>
0,1m	+1,5dBm
1m	-20,5dBm
2m	-44dBm
3m	-66dBm
4m	-89dBm

Les puissances reçues mesurées sont conformes aux attentes théoriques (cf. tableau 3.14) : le signal est bien atténué d'environ 23 dB/m. De plus, la largeur de bande diminue de 10% à la distance la plus éloignée, car les fréquences les plus élevées (>400kHz) sont plus atténuées.

Nous avons aussi montré, que pour une profondeur de l'ordre de quelques mètres, l'atténuation dépendait de la direction de propagation :

- l'atténuation est très faible pour une direction de propagation horizontale en raison des trajets multiples et en particulier du trajet aérien, comme l'ont prédit C. Uribe et W. Grote [169]. Des distances de transmissions de plusieurs dizaines de mètres peuvent être atteintes avec une puissance d'émission de l'ordre du Watt ;
- l'atténuation est plus forte pour une direction de propagation verticale et correspond au modèle de propagation en champs lointains en milieu isotrope et homogène.

Les mesures confirment qu'une transmission à 400kHz est possible sur une distance d'environ 6m avec une puissance d'environ 10W. Bien que :

- la largeur de bande mesurée, qui diminue avec la distance, restreint les possibilités de modulation. Seule l'utilisation de modulations à très forte efficacité spectrale (5,7 b/s/Hz, tels que des 64-QAM ou 64-PSK) permettrait d'atteindre des débits voisins de 80 kbits/s mais au détriment d'un taux d'erreur binaire plus élevé [176] ;
- la bande de fréquence [325kHz, 405kHz] soit réservée aux applications aéronautiques, ce qui condamne bien évidemment l'utilisation éventuelle de cette bande dans les applications futures de nos travaux.

Ces techniques permettraient cependant, en abaissant la fréquence de la porteuse (aux alentours de 50 kHz), de réaliser des liaisons à bas débits sur une dizaine de mètres. Elles permettent alors de réaliser des capteurs sous-marins à faibles coûts pour des applications de télémétries à bas débit, permettant de transférer des mesures environnementales simples telles que des valeurs de températures, de pH ou de taux d'oxygènes dissous...

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons tout d'abord exposé un modèle simplifié de propagation d'une onde électromagnétique en champs lointains en milieu aquatique valable pour les fréquences inférieures à 100GHz. Ce modèle a permis de mettre en évidence les comportements asymptotiques, en fonction de la fréquence, de l'atténuation linéique du champ électrique. Nous avons aussi identifié l'origine des pertes de puissances de l'onde électromagnétique que nous avons associée à des modes de propagation complémentaires que sont les modes de conduction et diélectrique. Nous avons montré que le mode de propagation de conduction était prédominant en basse fréquence (<10MHz) tandis que le mode diélectrique l'était en haute fréquence. Nous avons essayé de mettre en œuvre expérimentalement ces deux modes de conductions afin de réaliser une transmission permettant d'atteindre un débit de 80kbps à une distance de 10m.

Dans un premier temps, nous avons choisi de développer une solution visant à privilégier le mode de propagation diélectrique, mode qui présente l'avantage, pour des fréquences supérieures à 5MHz, d'avoir une large bande passante pour une faible atténuation. En nous inspirant de travaux antérieurs, nous avons conçu une antenne permettant d'exciter ce mode de propagation en favorisant la propagation de l'onde en champs lointains en maximisant l'intensité des champs dans la zone réactive proche de l'antenne. Cette antenne, que nous avons nommé « antenne boucle à saut de permittivité complexe », consiste physiquement à immerger une antenne boucle dans de l'eau distillée contenue dans une enveloppe étanche. Ce milieu intermédiaire, présente une permittivité dont la partie réelle est équivalente à celle de l'eau de mer, mais dont la partie imaginaire est réduite en raison de la faible conductivité de l'eau pure. Une telle antenne a été simulée puis réalisée pour fonctionner à la fréquence de 6,78MHz. Malheureusement les performances mesurées de cette antenne ($S_{11} > -6\text{dB}$) sont bien en deçà des valeurs obtenues par simulation et n'ont pas permis de réaliser une transmission sous-marine.

Au regard de ces résultats infructueux, nous avons décidé d'abandonner cette approche, pour nous focaliser sur la mise en œuvre du mode de propagation en conduction et plus spécifiquement en cherchant le meilleur compromis débit / distance (ou encore bande passante/atténuation). Nous avons alors choisi d'utiliser des antennes boucles et une fréquence centrale comprise entre 100kHz et 1MHz. Malheureusement, n'ayant pu trouver dans la littérature de mesures de référence nous permettant d'évaluer les comportements radiatifs et fréquentiels de telles antennes immergées en milieu sous-marin, nous avons choisi de réaliser des prototypes afin de déterminer leur bande passante. Après avoir accordé soigneusement les antennes pour rayonner au mieux dans le milieu sous-marin, nous avons fait des mesures du coefficient de réflexion qui ont confirmé en partie les modèles de simulations. Nous avons ensuite réalisé des essais qui montraient que la transmission était possible sur une distance d'environ 6m mais que la bande passante disponible était très réduite (<14kHz). Pour atteindre le débit souhaité (>80kbps), il s'est avéré nécessaire d'utiliser des modulations présentant une efficacité spectrale importante (6bit/s/Hz) dont le BER est trop élevé au regard de marges de bruit dont nous disposions. D'autre part, la bande 425-405 kHz étant réservée à la

radionavigation aéronautique, il était inenvisageable de poursuivre nos travaux en émettant, même sous l'eau, à de telles fréquences.

Nous concluons qu'une transmission de données en milieu sous-marin homogène et isotrope, à une dizaine de mètres et avec un débit de 80kbps, ne peut se faire qu'en basses fréquences avec un système disposant d'une grande bande passante relative ($60\% > \Delta f/f_0 > 20\%$). Cependant, le fait de baisser la fréquence augmente la longueur d'onde et fait apparaître des phénomènes de couplage magnéto-inductifs entre les antennes, phénomènes qui font l'objet du chapitre suivant.

4 Systèmes de transmissions numériques magnéto-inductifs

« L'imagination est plus importante que la connaissance. Car la connaissance est limitée, tandis que l'imagination englobe le monde entier, stimule le progrès, suscite l'évolution »

Albert Einstein

Contributions :

Dans cette dernière partie, nous proposons un modèle du phénomène de couplage magnéto-inductif entre antennes boucles afin d'optimiser la portée et le débit d'une transmission sous-marine en basse fréquence. Les caractéristiques des antennes et leur point de fonctionnement optimal sont évalués de manière analytique et mettent en évidence que leurs bandes passantes sont limitées. Aussi, nous avons proposés et simulés des solutions originales permettant d'élargir cette bande par des méthodes d'asservissement, empruntées à des domaines très différents de l'électronique et de la théorie du contrôle. Ces techniques de compensation permettent l'utilisation de modulations à porteuses multiples dont les caractéristiques sont étudiées, adaptées et implémentées pour la première fois dans une transmission numérique sous-marine magnéto-inductive. Finalement nous avons développé une nouvelle architecture de MODEM sous-marin basse fréquence à bande élargie permettant d'atteindre nos objectifs initiaux : une portée supérieure à 10m avec un débit d'au moins 80kbps.

4.1 Introduction

Les chapitres précédents et nos différentes expérimentations nous ont conduit à considérer que la transmission de données par méthode électromagnétique en milieu sous-marin nécessite de satisfaire un compromis entre fréquence, bande passante et portée. Nous avons montré que la diminution de la fréquence engendrait une réduction de l'atténuation. Les antennes boucles, utilisées pour réaliser ces transmissions, présentent une bande passante réduite (définie à -10dB de S_{11}), dont l'ordre de grandeur est d'environ 3,5% de leur fréquence centrale. Ainsi, lorsque la fréquence d'émission diminue, la bande passante disponible diminue également et donc nécessite l'utilisation de modulations M-aire de très fortes efficacités spectrales si on veut conserver un certain débit. Malheureusement l'utilisation de modulations M-aire à grand nombre d'états entraîne une forte sensibilité aux bruits.

Dans ce contexte, nous avons montré (cf. figure 3-9) que pour atteindre des distances de transmissions d'une dizaine de mètres avec une puissance d'émission de l'ordre de 10W, il est nécessaire d'utiliser des fréquences inférieures à 100kHz, correspondant à une longueur d'onde (λ_{em}) de l'ordre de 5 m (cf. figure 3-10), soit approximativement la moitié de la distance de transmission. Pour émettre à de telles fréquences, une antenne boucle constituée par exemple de $N=3$ spires de rayon $R=0,25m$ (diamètre de l'antenne $D \approx 0,5m$), pourrait être adaptée :

$$R = \frac{\lambda_{em}}{N \cdot 2\pi} \approx \frac{5}{3 \cdot 2\pi} \approx 0,25 \text{ (m)} \quad (4.1)$$

Le calcul des ordres de grandeurs des limites géométriques des champs proches montre que l'approximation classique (cf. figure 3-5) mérite d'être critiquée :

$$\text{Zone de champ réactif} = \frac{\lambda_{em}}{2\pi} \approx 0,8 \text{ (m)} \quad (4.2)$$

$$\text{Zone de Rayleigh} = \frac{D^2}{2\lambda_{em}} \approx \frac{0,25^2}{10} \approx 0,025 \text{ (m)} \quad (4.3)$$

$$\text{Zone de Fresnel} = \frac{2D^2}{\lambda_{em}} \approx \frac{0,5}{5} \approx 0,1 \text{ (m)} \quad (4.4)$$

Ainsi, la zone de Fresnel, qui inclut normalement la zone de champ réactif, ne pourrait ici la contenir. Cette approximation semble donc inadaptée aux longueurs d'ondes apparentes en eau de mer pour des fréquences aussi faibles.

Une autre manière de définir les limites géométriques de la zone de champs proches [177] consiste à identifier l'ensemble des points de l'espace situés à la distance de la source radiative r_{zcp} qui satisfont la condition :

$$k \cdot r_{zcp} \ll 1 \quad (4.5)$$

où $k = \omega \sqrt{\mu \epsilon_{eq}}$, est le nombre d'ondes défini avec les équations harmoniques de propagation de Helmholtz (cf. équations 3.19 et 3.20). La figure 4-1, représente les valeurs limites de la zone de champs proches d'après l'inégalité (4.5) pour plusieurs valeurs du produit $k \cdot r_{zcp}$ dans la plage de fréquence [10kHz ; 1MHz]. Nous remarquons que suivant la valeur du produit $k \cdot r_{zcp}$, les limites de la zone de champs proches peuvent varier de manière très importante. On peut toutefois, d'après cette deuxième définition, estimer que la limite supérieure de la zone de champs proches est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde.

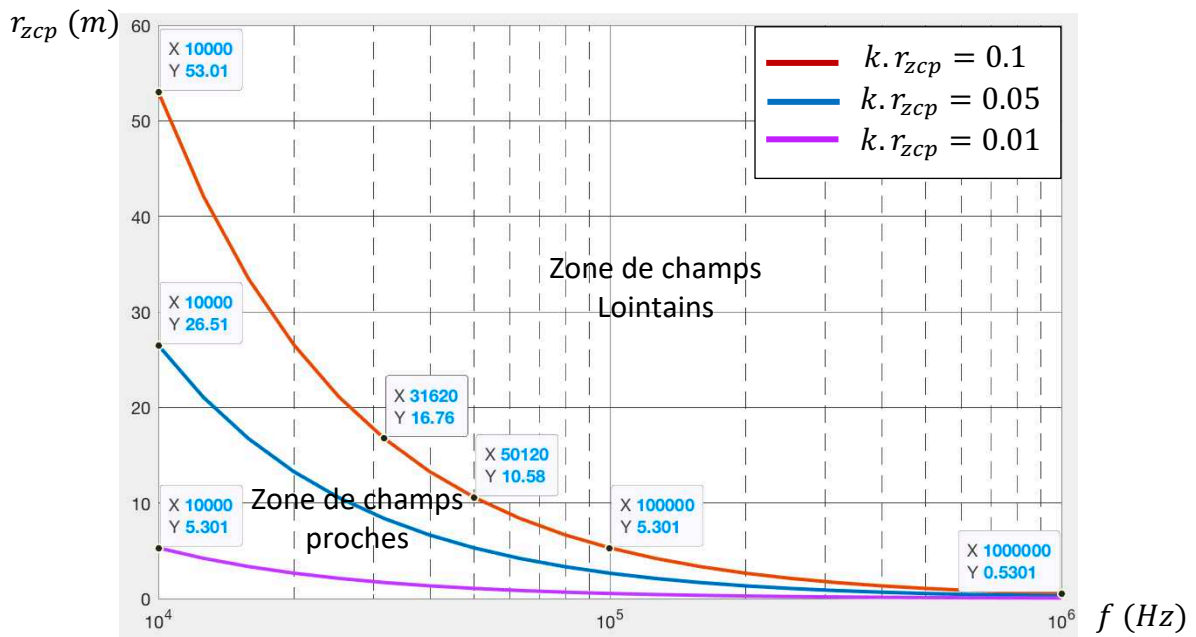


Figure 4-1. Distance des limites de zone des champs proches (sous les courbes) pour différentes valeurs du produit $k \cdot r_{zcp}$ (pour $\sigma = 4,5S/m$) d'après la définition de l'ouvrage C.A. Balanis [177].

Ainsi, aucune de ces deux définitions ne semble définir précisément la zone de champs proches. Ce constat conduit à interroger également les limites de validité de l'approximation de la propagation en zone de champs lointains pour cette configuration particulière.

Au regard de l'état de l'art développé dans le chapitre 2, le principe des méthodes magnéto-inductives (MI) nous est apparu pertinent dans la mesure où ces méthodes sont bien appropriées aux transmissions en champ proche, et d'autre part en raison de l'intérêt nouveau qu'elles suscitent ces dernières années pour les transmissions sous-marines et souterraines. Bien que dans la littérature les fréquences mises en jeu soient limitées à quelques dizaines de kilohertz, il nous semblait judicieux d'explorer cette approche pour l'étendre à notre besoin. En effet, si les restrictions de bandes passantes des antennes dans ce mode de transmission étaient moins fortes, il deviendrait alors envisageable de réaliser une modulation à porteuses multiples pour atteindre le débit souhaité. Nous avons donc choisi de nous intéresser plus particulièrement aux phénomènes électromagnétiques qui se produisent dans ces zones voisines de quelques multiples de la longueur d'onde autour d'une antenne boucle. Ainsi, si nous parvenions à établir une liaison associant les contributions d'un couplage magnéto-inductif avec celles d'une transmission en champs lointains avec une bande passante suffisamment large, il serait alors possible d'atteindre nos objectifs opérationnels.

Dans la première partie de ce chapitre, nous nous appuyerons sur l'état de l'art, nous introduirons et développerons un modèle précis de canal de transmission associé au couplage magnéto-inductif. L'application de ce modèle permettra ensuite d'étudier les caractéristiques minimales du canal et de sa bande passante nécessaire à la transmission d'un signal numérique avec un débit de 80kbps. Dans une deuxième partie, nous utiliserons ces résultats pour

dimensionner un prototype d'antenne et rechercher les moyens d'adapter sa bande passante aux besoins du canal étudié. Nous développerons les principes de ces techniques de compensation et procéderons à leur simulation. Enfin, nous proposerons une architecture de prototype de MODEM expérimental permettant de valider les solutions d'élargissement de bande passante envisagées pour atteindre les objectifs opérationnels de cette thèse.

4.2 Modélisation d'un couplage magnéto-inductif

4.2.1 Principe du couplage magnéto-inductif

De nombreux travaux introduisent le phénomène de couplage magnéto-inductif (MI) appliqué aux transmissions sous-marines [141] [143] [178] [179]. Le principe de cette méthode repose sur le phénomène d'induction engendrée par les variations du champ d'excitation magnétique (\vec{H}) décrit par la loi de Maxwell-Ampère (cf. équation 3.3). Selon certains modèles [96], ce champ d'induction magnétique (\vec{B}) pourrait se propager dans l'eau de mer sur des distances de plusieurs centaines de mètres pour être détecté par des magnétomètres ayant une sensibilité de l'ordre de 0,1nT. Malheureusement, comme nous l'avons remarqué dans la section (2.5.2.2.1) du chapitre 2, cette portée décroît rapidement en champs proches avec la fréquence. Dans la pratique, la configuration traditionnelle d'une liaison magnéto-inductive sous-marine, consiste à immerger deux bobines distantes. L'une d'elle est alimentée par un courant modulé qui engendre un champ d'excitation magnétique. Selon la loi de Faraday, ce champ magnétique variable induit une force électromotrice (V_{20}) aux bornes de la bobine réceptrice :

$$V_{20} = - \oint_{L_S} \vec{E}_{ind} \cdot d\vec{l} = - \frac{d\Phi}{dt}, \quad (4.6)$$

où \vec{E}_{ind} est le champ électrique induit, L_S est le périmètre de la surface enveloppée par les enroulements de la boucle réceptrice et Φ , le flux magnétique traversant la surface orientée S défini par :

$$\Phi = \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S}. \quad (4.7)$$

Les courants circulant dans la maille de cette antenne réceptrice chargée par l'impédance du récepteur sont alors collectés, amplifiés puis démodulés.

4.2.2 Modèle équivalent du transformateur à fortes pertes de couplage

4.2.2.1 Principe

Dans la littérature [96] [114] [141], une liaison magnéto-inductive est usuellement modélisée par un transformateur équivalent présentant un circuit magnétique dont les pertes dépendent de la géométrie et des caractéristiques du milieu séparant les bobines (cf. figure 4-2).

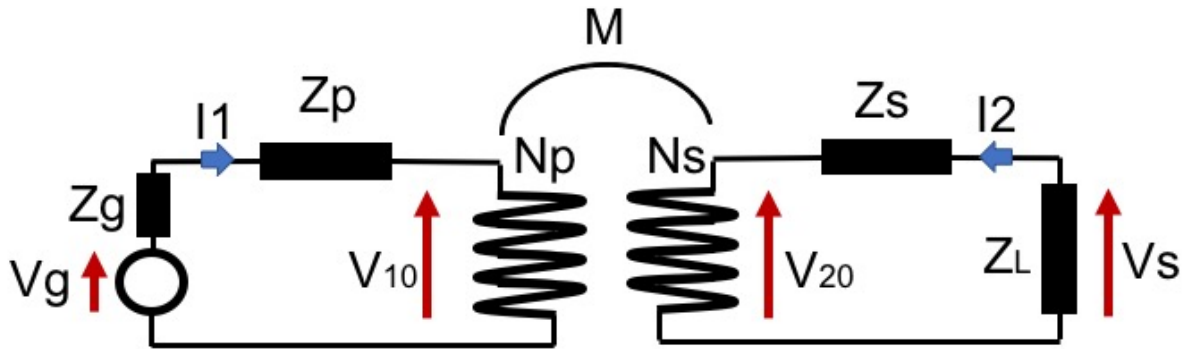


Figure 4-2. Modèle du transformateur équivalent d'une liaison magnéto-inductive.

Sur la figure 4-2, V_g et Z_g sont respectivement le générateur et l'impédance du modèle équivalent de Thévenin de l'étage de puissance de l'émetteur, Z_p , l'impédance équivalente de la bobine émettrice (impédance du circuit primaire), Z_s , l'impédance électrique équivalente de la bobine réceptrice (impédance du circuit secondaire) et Z_L , l'impédance de charge équivalente de l'étage d'entrée du récepteur. Le courant primaire I_1 et le courant secondaire I_2 , représentent respectivement les courants traversant les bobines des antennes boucles émettrices et réceptrices. L'enroulement primaire compte N_p spires et l'enroulement secondaire N_s spires. Ces enroulements correspondent respectivement aux bobines émettrice et réceptrice. Le coefficient d'induction mutuelle M , entre ces deux enroulements peut être utilisé pour calculer la valeur de la tension induite dans la boucle réceptrice :

$$V_{20} = -M \cdot \frac{dI_1(t)}{dt} = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (4.8)$$

D'où l'expression de M (en Henry (H)) :

$$M = \frac{\Phi}{I_1} \quad (H) \quad (4.9)$$

4.2.2.2 Estimation du coefficient d'inductance mutuelle M

Le calcul du coefficient d'inductance mutuelle M nécessite l'évaluation du champ d'induction magnétique ($\vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$) engendré par le courant d'excitation de la boucle émettrice. Une expression du champ d'excitation magnétique \vec{H} , créé par une boucle de rayon a en un point de l'espace, est proposée dans la thèse de D. Gibson [92] et développée dans le chapitre

5 de l'ouvrage de C.A. Balanis [177]. En champs proches (*i.e.* $k.r \ll 1$), il faut faire la distinction entre :

- les *petites antennes* boucles (les circonférences sont de l'ordre d'un dixième de la longueur d'onde), où les courants d'excitations sont considérés comme uniformément répartis le long du conducteur, entraînant une simplification des équations des champs magnétiques qu'ils engendrent ;
- les *grandes antennes* boucles (les circonférences sont de l'ordre de la longueur d'onde), où la répartition géométrique des courants est une fonction non linéaire de l'angle formé entre son point d'alimentation et un point quelconque de la boucle. Cette fonction est souvent approximée au premier ordre par une sinusoïde ou par une série de Fourier géométrique.

Les calculs de ces courants sont nécessaires à l'évaluation des champs émis, mais également à celle de l'impédance électrique de la boucle (Z_p ou Z_s) qui reste indispensable au dimensionnement des circuits d'adaptation. Dans la pratique, il est d'usage d'utiliser de petites antennes ayant des enroulements de petits rayons pour estimer le coefficient d'induction mutuelle M de ce modèle de transformateur équivalent [141]. Dans ce cas, en choisissant de positionner de manière parallèle et symétrique au plan (O,x,y) (cf. figure 4-3(a)) l'antenne émettrice, il est possible d'estimer le champ d'excitation magnétique \vec{H}_t , par application de la loi de Biot et Savart, en un point P de l'espace dans le repère local (P, \vec{r} , $\vec{\theta}$, $\vec{\phi}$) par :

$$\vec{H}_t(r, \theta, \phi)|_P = \vec{h}_r + \vec{h}_\theta + \vec{h}_\phi \quad (4.10)$$

$$\text{avec : } \begin{cases} \vec{h}_r \approx j \frac{Np.k.a^2.I_1.\cos\theta}{2.r^2} \left[1 + \frac{1}{jk.r} \right] . e^{-jkr} . \vec{r} \\ \vec{h}_\theta \approx - \frac{Np.k^2.a^2.I_1.\sin\theta}{4.r} \left[1 + \frac{1}{jk.r} - \frac{1}{(k.r)^2} \right] . e^{-jkr} . \vec{\theta} \\ \vec{h}_\phi = 0 . \vec{\phi} \end{cases} , \quad (4.11)$$

où $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon_{eq}}$ est le nombre d'onde et Np , le nombre de spires de la boucle [92] [177] [180].

En observant cette expression de $\vec{H}_t(r, \theta, \phi)$, nous remarquons que :

- en s'éloignant suffisamment de la source, les termes en $\frac{1}{k.r}$ deviennent négligeables ce qui fait apparaître l'expression du champ d'excitation magnétique en champs lointains [177] ;
- le champ magnétique est plus intense sur l'axe centrale de l'antenne boucle ;
- le champ magnétique est symétrique par révolution à l'axe centrale de la boucle (car $h_\phi = 0 . \vec{\phi}$) (cf. figure 4-3(b)).

Notons également que le champ électrique $\vec{E}_t(r, \theta, \phi)$ est orthogonal en tout point au champ magnétique et possède une unique composante selon $\vec{\phi}$ qui s'annule sur l'axe central et s'approxime comme suit [177] :

$$\vec{E}_t(r, \theta, \phi) = \vec{e}_\phi \approx -j \eta \frac{Np \cdot k^2 \cdot a^2 \cdot I_1 \cdot \sin\theta}{4 \cdot r} \left[1 + \frac{1}{jk \cdot r} \right] \cdot e^{-jkr} \cdot \vec{\phi}, \quad (4.12)$$

avec $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_{eq}}}$, l'impédance d'onde.

Notons que les expressions des champs magnétiques et électriques peuvent se réécrire en considérant qu'un dipôle magnétique de circonférence L_S et de moment $L_S \cdot I_0$, est équivalent à une petite boucle électrique de rayon a , traversée par un courant électrique I_1 (dualité entre le moment magnétique et le champ magnétique produit par un dipôle électrique infiniment petit) tel que :

$$L_S \cdot I_0 = j \cdot S \cdot \omega \cdot I_1 = j \cdot \pi \cdot a^2 \cdot \omega \cdot I_1 \quad (4.13)$$

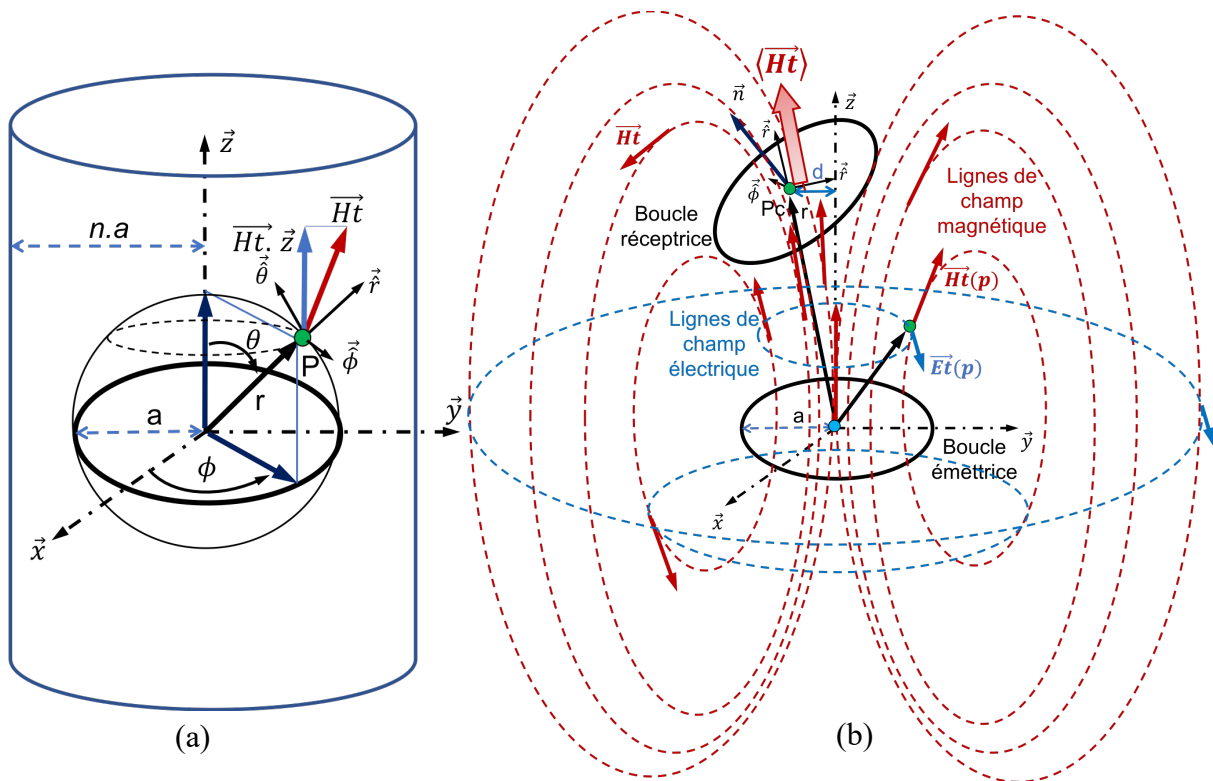


Figure 4-3. Modélisation et système de coordonnées utilisé pour évaluer le champ d'excitation magnétique en un point P de l'espace (a). Lignes de champs magnétiques traversant la surface de la boucle réceptrice (b).

En admettant que :

- les bobines émettrices et réceptrices sont circulaires de même rayon a et suffisamment petites et éloignées l'une de l'autre ($r \gg a$),
- les Ns enroulements de la boucle réceptrice sont coplanaires, de même rayon a et concentriques (de centre $P_c(r_c, \theta_c, \phi_c)$),
- les vecteurs des champs magnétiques, qui traversent la surface S offerte par la boucle réceptrice, sont équivalents à un vecteur de référence $\langle \vec{H}_t \rangle = \vec{H}_t(r_c, \theta_c, \phi_c)$, évalué au point central de cette boucle.

Alors, le flux total traversant la surface orientée (vecteur normal \vec{n}) de la bobine réceptrice, (cf. figure 4-3(b)) peut s'approximer ainsi [113] [141] :

$$\Phi = \oiint_S \mu \cdot \vec{H}_t \cdot \vec{dS} \approx \pi \cdot a^2 \cdot Ns \cdot \mu \cdot \langle \vec{H}_t \rangle \cdot \vec{n} \quad (4.14)$$

Le coefficient d'induction mutuelle M du modèle de transformateur équivalent s'écrit alors :

$$M \approx \frac{\pi \cdot a^2 \cdot Ns \cdot \mu \cdot \langle \vec{H}_t \rangle \cdot \vec{n}}{I_1} \quad (4.15)$$

$$\approx \pi \cdot a^4 \cdot Ns \cdot Np \cdot \mu \cdot \left(j \frac{k \cdot \cos \theta_c}{2r_c^2} \cdot \left[1 + \frac{1}{jk \cdot r_c} \right] \cdot \vec{\hat{r}}_c - \frac{k^2 \cdot \sin \theta_c}{4 \cdot r_c} \cdot \left[1 + \frac{1}{jk \cdot r_c} - \frac{1}{(k \cdot r_c)^2} \right] \cdot \vec{\hat{\theta}}_c \right) \cdot e^{-jk \cdot r_c} \cdot \vec{n}$$

Dans la zone de champs proches ($k \cdot r_c \ll 1$), cette expression devient :

$$\lim_{r_c \rightarrow 0} M \approx \frac{\pi \cdot a^4 \cdot Ns \cdot Np \cdot \mu}{2r_c^3} \left(\cos \theta_c \cdot \vec{\hat{r}}_c + \frac{\sin \theta_c}{2} \cdot \vec{\hat{\theta}}_c \right) \cdot \vec{n} \quad (4.16)$$

Dans la zone de champs lointains ($k \cdot r_c \gg 1$), cette expression devient :

$$\lim_{r_c \rightarrow \infty} M \approx -\frac{\pi \cdot a^4 \cdot Ns \cdot Np \cdot \mu}{4r_c} \cdot k^2 \cdot \sin \theta_c \cdot e^{-jk \cdot r_c} \cdot \vec{\hat{\theta}}_c \cdot \vec{n} \quad (4.17)$$

Ainsi, nous remarquons que le coefficient de couplage M :

- est nul si la surface S offerte par les enroulements de la boucle réceptrice est parallèle aux lignes de champs magnétiques (\vec{n} perpendiculaire à $\langle \vec{H}_t \rangle$) ;
- augmente avec le rayon des boucles et leur nombre de spires ;
- diminue avec l'inverse du cube de la distance entre les boucles en zone de champ proche ;
- est maximal en zone de champs proches lorsque la surface S est orthogonale aux lignes de champs magnétiques et coaxiale à la bobine émettrice ;
- est maximal en zone de champs lointains lorsque la surface S de la boucle réceptrice est orthogonale au ligne de champ (ou parallèle et coaxiale à la surface de la boucle émettrice).

Dans le cas idéal où les boucles émettrices et réceptrices sont coaxiales et parallèles, l'expression de M en champ proche se simplifie [114] :

$$M \approx \frac{\pi \cdot a^4 \cdot Ns \cdot Np \cdot \mu}{2r_c^3} \quad (4.18)$$

4.2.2.3 Estimation des impédances du modèle de transformateur équivalent

Afin d'évaluer le signal fourni à la charge Z_L , les circuits d'adaptations et le gain de transmission, il est nécessaire d'évaluer l'ensemble des impédances du modèle du transformateur équivalent d'une liaison magnéto-inductive. Ces impédances équivalentes Z_p et Z_s modélisent non seulement les caractéristiques électriques intrinsèques des enroulements des boucles émettrices et réceptrices, mais également les principaux phénomènes radiatifs intervenants et leurs pertes respectives dans le milieu. Ces impédances ($Z_i = R_{eqcoili} + jL_{si}\omega$) regroupent une partie réelle, constituée de résistances équivalentes et une partie imaginaire pour caractériser les effets inductifs des enroulements primaires ($i=p$) et secondaires ($i=s$).

4.2.2.3.1 Inductances équivalentes des enroulements

Les inductances (L_{si}), prédominantes sont celles des boucles émettrices et réceptrices. Dans l'approximation des petites boucles, elles peuvent être évaluées pour chaque boucle par [177] :

$$L_{si} = N^2 \mu \cdot a \cdot \left[\ln \left(\frac{8 \cdot a}{a_l} \right) - 2 \right], \quad (4.19)$$

avec N , Le nombre de spires de la boucle, a , son rayon et a_l , le rayon du conducteur actif.

Remarque : Nous avons vu dans le chapitre précédent que les pertes diélectriques réactives sont très faibles pour des fréquences inférieures à 1MHz ($j\omega\epsilon' \|\vec{E}\|^2 \approx 0$), utilisées pour des liaisons magnéto-inductives. Ainsi, ces pertes sont négligées et il n'est pas nécessaire d'insérer de réactances équivalentes dans les circuits primaires et secondaires pour les modéliser.

4.2.2.3.2 Résistances équivalentes

La résistance équivalente $R_{eqcoili}$ de ces boucles radiatives peut être décomposée en trois termes [98] [181] :

$$R_{eqcoili} = R_{wirei} + R_{rad} + R_{\sigma rf}, \quad (4.20)$$

où R_{wirei} modélise la résistance du conducteur utilisé pour réaliser la boucle tandis que R_{rad} est une résistance équivalente qui dissipe la puissance radiative contenue dans l'onde électromagnétique émise. Le dernier terme, $R_{\sigma rf}$, permet de prendre en compte la contribution des pertes de puissances engendrées par les courants de Foucault induits par le champ magnétique variable au voisinage de l'antenne.

a) Résistances équivalentes des enroulements

Y. Morag *et al.* [181] ont proposé une expression de R_{wirei} , maintenant couramment utilisée [98] qui tient compte de l'effet de peau et de l'effet de proximité des autres conducteurs du bobinage de la boucle :

$$\begin{cases} R_{wirei} = \frac{\pi \cdot \mu \cdot f \cdot N \cdot a}{\frac{a_l}{\delta_l} + e^{-\frac{a_l}{\delta_l}} - 1} \cdot (1 + K_p) \\ \delta_l = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma_{wire} \cdot f}} \end{cases}, \quad (4.21)$$

où, K_p , représente le coefficient de bobinage qui permet de modéliser l'effet de proximité des conducteurs (qui dépend de l'écartement et du nombre de spires). La valeur adaptée aux antennes de magnéto-induction est usuellement voisine de 0,5 [98]. L'épaisseur de peau, exprimée par δ_l , dépend de la fréquence des courants d'excitation et de la conductivité du matériau du conducteur σ_{wire} ($59,6 \cdot 10^6$ S/m pour le cuivre). Ainsi, plus la section et la conductivité du conducteur actif sont élevées, plus cette résistance diminue, réduisant d'autant les pertes par effet joules associées.

b) Résistances radiatives équivalentes

L'évaluation de R_{rad} est détaillée dans l'ouvrage de C.A. Balanis [177](p.237). L'auteur estime l'énergie contenue dans le champ électromagnétique en régime harmonique en intégrant la moyenne temporelle de la densité surfacique de puissance apparente décrite par le vecteur de Poynting ($\vec{\Pi}$), sur la surface d'une sphère englobant l'antenne boucle :

$$S_{rad} = \iint_{S_{Sphere}} \frac{\vec{\Pi}}{2} \cdot dS_{Sphere} = \frac{1}{2} \iint_{S_{Sphere}} \vec{E}_t(r, \theta, \phi) \wedge \vec{H}_t^*(r, \theta, \phi) \cdot dS_{Sphere} \quad (4.22)$$

En ne conservant que la composante radiale du produit vectoriel utile à l'intégration sur la surface de la sphère (en prenant $r=Im$), il vient :

$$S_{rad} = \eta \frac{(N)^2 a^4 k^4}{32} \cdot |I_1|^2 \cdot \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[1 + j \frac{1}{(k \cdot r)^3} \right] \sin^3 \theta \cdot d\theta \cdot d\phi \quad (4.23)$$

D'où, après intégration :

$$S_{rad} = \eta \frac{\pi(N)^2 a^4 k^4}{12} \cdot |I_1|^2 \cdot \left[1 + j \frac{1}{(k \cdot r)^3} \right] \quad (4.24)$$

Dans cette expression, nous remarquons que dans la zone des champs très proches ($k \cdot r \ll 1$), le terme imaginaire $\frac{1}{(k \cdot r)^3}$ devient prédominant. La puissance est alors essentiellement réactive ce qui est caractéristique de cette zone.

Lorsque la distance augmente, la partie réelle de cette intégrale permet d'évaluer la puissance active P_{rad} :

$$P_{rad} = \Re\{\eta\} \frac{\pi(N)^2 a^4 k^4}{12} \cdot |I_1|^2 \quad (4.25)$$

Qui peut se réécrire ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{radi} \approx \Re\{\eta\} \cdot \frac{8}{3} \cdot \pi^3 \left(N \frac{S}{\lambda^2} \right)^2 \quad (si f \approx 1Mhz) \quad \Re\{\eta\} \cdot \frac{8}{3} \cdot \pi^5 \cdot N^2 \cdot \frac{a^4}{\left(\sqrt{\frac{1}{\sigma \cdot f \cdot 10^{-7}}} \right)^4} \\ \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_{eq}}} \end{array} \right. , \quad (4.26)$$

où, S est la surface de la boucle et η l'impédance d'onde dans l'eau de mer. Nous constatons que la quantité d'énergie transférée est élevée et croît avec la valeur de cette résistance équivalente, qu'il s'agit donc de maximiser en augmentant : le nombre de spires, la surface de la boucle et la fréquence. Pour le modèle de la boucle réceptrice, il a été montré [113] [141] que cette résistance radiative peut être négligée ($R_{rads} \ll R_{wires}$) pour les fréquences inférieures à 1MHz en raison de la faible intensité des courants induits par les champs incidents.

c) Résistances équivalentes des pertes par courants de Foucault

En raison de sa conductivité, les champs magnétiques variables induisent, dans l'eau de mer, des courants de Foucault, dont l'intensité dépend de la fréquence [143] [181]. Il est intéressant d'intégrer dans le modèle du transformateur équivalent, une résistance fictive destinée à prendre en compte la puissance perdue correspondante à ce phénomène. Les pertes par courant de Foucault décroissent fortement avec la distance. Certaines études [98] estiment que l'essentiel de ces courants est contenu dans un cylindre concentrique et enveloppant l'antenne de rayon $n.a$. (cf. figure 4-3(a)). L'estimation de ces pertes (dans ce volume) nécessite d'utiliser le champ électrique induit, qui s'exprime grâce à la loi de Faraday appliquée à chaque élément de section circulaire élémentaire (dS_{ce}) orienté suivant l'axe vertical (\vec{z}) de ce cylindre.

$$\begin{aligned} \oint_{C_e} \vec{E} \cdot d\vec{l} &= 2 \cdot \pi \cdot r' \cdot \overrightarrow{E(r')} \cdot \vec{z} = - \frac{d\Phi}{dt} = - \frac{d}{dt} \iint_{S_{ce}} \mu \cdot \vec{H}_t \cdot \vec{z} \cdot dS_{ce} = \mu \cdot \omega \cdot \vec{H}_t \cdot \vec{z} \cdot \pi \cdot r'^2 \\ &\Rightarrow \overrightarrow{E(r')} \cdot \vec{z} = \frac{\mu \cdot \omega \cdot \vec{H}_t \cdot \vec{z} \cdot r'}{2} \end{aligned} \quad (4.27)$$

D'où, l'expression de la puissance totale de ces pertes P_{orf} sur tout le volume du cylindre :

$$P_{orf} \approx \sigma \cdot \int_0^{n.a} \int_0^{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\mu \cdot \omega \cdot \vec{H}_t \cdot \vec{z} \cdot r'}{2} \right)^2 \cdot r' \cdot dr' \cdot d\phi \cdot dz \quad (4.28)$$

Qui s'approxime par [98] :

$$P_{\sigma rf} \approx \frac{\sigma(\mu \cdot \omega \cdot \pi \cdot N)^2 \cdot a^3}{18} \cdot I_1^2 = R_{\sigma rf} \cdot I_1^2 \quad (4.29)$$

Ainsi :

$$R_{\sigma rf} \approx \frac{\sigma(\mu \cdot \omega \cdot \pi \cdot N)^2 \cdot a^3}{18} = \frac{\sigma(\mu \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot N)^2 \cdot a^3}{18} f^2 = \sigma \cdot K_F \cdot f^2 \quad (4.30)$$

avec : $K_F = \frac{(\mu_0 \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot N)^2 \cdot a^3}{18}$

Remarques :

- Le calcul précédent aurait pu être mené en utilisant l'expression du champ électrique $\vec{E}_t(r, \theta, \phi)$, dont seule la partie imaginaire de la composante \vec{e}_ϕ ne s'annule pas avec le produit scalaire par le vecteur de base \vec{z} .
- Ces pertes sont proportionnelles au carré de la fréquence, ce qui encourage l'utilisation des basses fréquences pour réaliser un couplage magnéto-inductif.
- Les courants induits dans la boucle réceptrice étant très faibles, la résistance $R_{\sigma rf}$ peut donc être également négligée dans le modèle de l'enroulement secondaire.
- Le calcul d'une résistance équivalente complémentaire prenant en compte la contribution des pertes diélectriques peut être mené de la même manière en remplaçant dans le calcul précédent la conductivité σ par le produit $\omega \epsilon''$. Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, ces pertes étant très faibles pour les fréquences $< 1\text{MHz}$, cette résistance est donc négligée dans notre modèle.

Compte tenu des évaluations précédentes, il est possible d'exprimer l'ensemble des impédances de notre modèle :

$$\begin{cases} Z_P = R_{wirep} + R_{rad} + R_{\sigma rf} + j \cdot L_{sp} \cdot \omega \\ Z_S = R_{wires} + j \cdot L_{ss} \cdot \omega \\ Z_g = R_g - \frac{j}{C_g \cdot \omega} \end{cases} \quad (4.31)$$

Le modèle équivalent de Thévenin de l'étage de puissance de l'émetteur est un générateur de tension (V_g) alimentant la boucle primaire qui comporte une impédance interne (Z_g) qui regroupe une résistance (R_g) en série avec une capacité de couplage (C_g). Soit l'équation de couplage du transformateur équivalent en régime harmonique :

$$V_{20} = -M \cdot \frac{dI_1(t)}{dt} = -j \cdot M \cdot \omega \cdot I_1 \quad (4.32)$$

En accord avec ce modèle de couplage MI, les courants primaires (I_1) et secondaires (I_2), ainsi que les puissances actives absorbées par l'enroulement primaire (P_{TX}) et reçues par l'enroulement secondaire (P_{RX}) s'expriment par :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = \frac{Vg + j.M.\omega.I_2}{Zg + Z_p} = \frac{Vg(Zs + Z_L)}{(Zg + Z_p)(Zs + Z_L) + (M.\omega)^2} \\ \Rightarrow I_1 \approx \frac{Vg}{Zg + Z_p} \text{ (si } I_2 \ll I_1 \text{ et } M.\omega < 1) \\ I_2 = \frac{-j.M.\omega.I_1}{Zs + Z_L} = \frac{-j.M.\omega.Vg}{(Zs + Z_L).(Zg + Z_p) + (M.\omega)^2} \\ P_{TX} = \Re\{Z_p\}.|I_1|^2 = (R_{wirep} + R_{rad} + R_{\sigma rf}).|I_1|^2 \\ P_{RX} = \Re\{Zs + Z_L\}.|I_2|^2 = (R_{wires} + \Re\{Z_L\}).|I_2|^2 = (R_{wires} + \Re\{Z_L\}).\left|\frac{-j.M.\omega.I_1}{Zs + Z_L}\right|^2 \end{array} \right. \quad (4.33)$$

D'où le rapport de puissance actives :

$$\frac{P_{RX}}{P_{TX}} = \frac{\Re\{Zs + Z_L\}.(M.\omega)^2}{\Re\{Z_p\}.|Zs + Z_L|^2} \quad (4.34)$$

Duquel nous déduisons le gain en puissance du couplage magnéto-inductif (en dB) :

$$G_{cp} = 10.\log\left(\frac{(R_{wires} + \Re\{Z_L\}).(M.2\pi f)^2}{(R_{wirep} + R_{rad} + R_{\sigma rf}).|Zs + Z_L|^2}\right) \quad (4.35)$$

Cette écriture du gain de transmission fait apparaître la charge, mais pas l'impédance équivalente du générateur, ni celle des parties imaginaires du circuit primaire. Pourtant, ces impédances jouent un rôle important pour le calcul de la puissance apparente et donc du rendement de couplage. Il est donc nécessaire de réaliser une adaptation d'impédance et/ou de la fréquence pour rechercher un point de fonctionnement optimal.

4.2.3 Recherche d'un point de fonctionnement optimal

Pour une puissance apparente d'émission donnée, il s'agit de maximiser la puissance active reçue par le circuit récepteur (d'impédance Z_L). Il est alors nécessaire de :

- maximiser le gain de transmission G_{cp} ;
- minimiser les puissances réactives (inexploitables) absorbées par les réactances du modèle.

Cette démarche conduit donc à déterminer un point de fonctionnement pour lequel la transmission soit optimale en :

- réalisant une adaptation d'impédance pour réduire les puissances réactives ;
- déterminant les fréquences de travail optimales ;
- maximisant les conditions et paramètres de couplage.

Enfin, pour ce point caractéristique, nous estimerons les performances du couplage magnéto-inductif que nous comparerons à celles de la méthode favorisant le champ électrique développée dans le chapitre précédent.

4.2.3.1 Évaluation des fréquences de résonance et adaptation d'impédance

Les puissances réactives notées Q_{TX} et Q_{RX} , respectivement dissipées dans les enroulements primaires et secondaires s'écrivent :

$$\begin{cases} Q_{RX} = \Im\{Z_S + Z_L\} \cdot |I_2|^2 = (L_{SS} \cdot \omega + \Im\{Z_L\}) \cdot |I_2|^2 \\ Q_{TX} = \Im\{Z_p + Z_g\} \cdot |I_1|^2 = \left(L_{sp} \cdot \omega - \frac{1}{Cg \cdot \omega} \right) \cdot |I_1|^2 \end{cases} \quad (4.36)$$

Pour annuler ces puissances, il faut donc que :

$$\begin{cases} L_{SS} \cdot \omega = -\Im\{Z_L\} \\ L_{sp} \cdot \omega = \frac{1}{Cg \cdot \omega} \end{cases} \quad (4.37)$$

Dans ce cas, les courants primaires et secondaires ayant même pulsation, la fréquence de résonance doit être identique pour les deux enroulements ce qui impose les conditions d'accord suivantes :

$$\begin{cases} \Im\{Z_L\} = -L_{SS} \cdot \omega_R \\ \omega_R = \frac{1}{\sqrt{Cg \cdot L_{sp}}} \end{cases} \Rightarrow \Im\{Z_L\} = -\frac{L_{SS}}{\sqrt{Cg \cdot L_{sp}}} = \frac{-1}{C_L \cdot \omega_R} \Rightarrow C_L = \frac{\sqrt{Cg \cdot L_{sp}}}{L_{SS} \cdot \omega_R} = \frac{Cg \cdot L_{sp}}{L_{SS}} \quad (4.38)$$

où ω_R est la pulsation de résonance et C_L le condensateur de charge série de la boucle réceptrice. Ainsi, il est possible de choisir la fréquence d'accord de l'antenne à l'aide des seuls condensateurs séries Cg et C_L . Cette adaptation d'impédance permet de maximiser les courants d'excitations au voisinage de la fréquence de résonance et donc la puissance utile de l'onde électromagnétique rayonnée par R_{rad} .

4.2.3.2 Condition de gain maximum

L'enroulement secondaire reçoit une faible partie de la puissance émise. Cette puissance reçue est répartie entre les différentes impédances équivalentes de la boucle réceptrice. La puissance active fournie à l'étage d'entrée du récepteur doit donc être maximisée et dépend de la partie réelle de son impédance Z_L :

$$\frac{P_L}{P_{TX}} = \frac{P_{RX}}{P_{TX}} \cdot \frac{P_L}{P_{RX}} = \frac{\Re\{Z_S + Z_L\} \cdot (M \cdot \omega)^2}{\Re\{Z_p\} \cdot |Z_S + Z_L|^2} \cdot \frac{\Re\{Z_L\}}{\Re\{Z_S + Z_L\}} = \frac{\Re\{Z_L\} \cdot (M \cdot \omega)^2}{\Re\{Z_p\} \cdot |Z_S + Z_L|^2} \quad (4.39)$$

Cette dernière expression met en évidence le fait que pour maximiser la puissance reçue, il faut :

- maximiser M en augmentant le nombre de spires des boucles et/ou leurs rayons ;
- minimiser $\Re\{Z_p\} = (R_{wirep} + R_{rad} + R_{orff})$, en remarquant que minimiser R_{rad} , revient à réduire l'intensité du champ électromagnétique irradié et donc également le coefficient de couplage M ;
- augmenter la fréquence f (ce qui serait un pis aller comme nous le verrons dans la suite).

En dérivant cette expression, pour la fréquence d'accord $f = f_R = \frac{\omega_R}{2\pi}$, nous obtenons la valeur de $\Re\{Z_L\}$ qui maximise cette puissance :

$$\frac{d}{d\Re\{Z_L\}} \left(\frac{P_L}{P_{TX}}(\omega_R) \right) = \frac{(M \cdot \omega_R)^2}{\Re\{Z_p\}} \frac{\Re\{Z_s\}^2 - \Re\{Z_L\}^2}{(\Re\{Z_s\}^2 + \Re\{Z_L\}^2)^2} = 0 \Rightarrow \begin{cases} \Re\{Z_L\} \rightarrow \infty \\ \text{ou} \\ \Re\{Z_L\} = \pm \Re\{Z_s\} \end{cases} \quad (4.40)$$

Ainsi si $\Re\{Z_L\} = \Re\{Z_s\} \approx R_{wires}$, alors la puissance reçue par le récepteur est maximale :

$$\frac{P_L}{P_{TX}}(\omega_R) = \frac{(M \cdot \omega_R)^2}{\Re\{Z_p\} \cdot 2 \cdot R_{wires}} \quad (4.41)$$

4.2.3.3 Compromis entre nombre de spires et puissances

Le coefficient d'inductance mutuelle M , dépend du nombre de spires des boucles émettrices et réceptrices, plus il est élevé, meilleur est le couplage. Toutefois, augmenter le nombre de spires engendre également une augmentation des inductances L_{si} et des résistances R_{wire} et R_{orff} . En supposant que les deux boucles aient le même nombre de spires (système symétrique), l'optimum $N_p = N_s = N$, peut être déterminé par maximisation de l'expression de $\frac{P_L}{P_{TX}}(f_R)$:

$$\text{MAX} \left(\frac{P_L}{P_{TX}}(f_R) \right) \Big|_{\Re\{Z_L\}=\Re\{Z_s\}} = \text{MAX} \left(\frac{A \cdot N^2}{2D((B+C)N+D)} \right) \Big|_{\Re\{Z_L\}=\Re\{Z_s\}} \Rightarrow N \rightarrow \infty$$

Avec :

$$A = \frac{(M \cdot \omega_R)^2}{N^4} = \left(\frac{\pi \cdot a^4 \cdot \mu}{2r_c^3} \right)^2 \cdot 4\pi^2 \cdot f_R^2 \quad ; \quad B = \frac{R_{rad}}{N^2} \approx \Re\{\eta\} \cdot \frac{8}{3} \cdot \pi^5 \cdot \frac{a^4}{\left(\sqrt{\frac{1}{\sigma \cdot f_R \cdot 10^{-7}}} \right)^4} \quad ; \quad (4.42)$$

$$C = \frac{R_{orff}}{N^2} = \frac{\sigma(\mu \cdot 4 \cdot \pi^2)^2 \cdot a^3}{18} f_R^2 \quad ; \quad D = \frac{R_{wirep/s}}{N} = \frac{\pi \cdot \mu \cdot f_R \cdot a}{\frac{a_l}{\delta_l} + e^{-\frac{a_l}{\delta_l}} - 1} \cdot (1 + K_p)$$

Ainsi, pour la fréquence de résonance, le nombre de spire optimal serait infini ! En effet, il apparaît que plus le nombre N de spires des boucles est élevé, plus la puissance transmise au récepteur est élevée. Cependant il est important de remarquer que cette hypothèse induit un paradoxe physique et une limite technologique :

- l'inductance de boucle L_{sp} , ainsi que l'ensemble des résistances de la boucle émettrice, augmentent avec N ce qui implique que le courant d'émission I_1 diminue avec la résistance $\Re\{Z_p\}$, et donc réduirait le champ magnétique et le couplage entre les boucles.
- dans le cas limite d'un nombre de spires infini, l'étage de sortie de l'émetteur doit avoir une puissance également infinie.

Il faut donc évaluer le nombre de spires en fonction de la puissance active d'émission maximale que peut fournir l'émetteur $P_{TXMax}(f_R) = Vg \cdot I_1(f_R)$:

$$P_{TXMax}(f_R) = \Re\{Z_p\} \cdot |I_1|^2 \approx (R_{wirep} + R_{rad} + R_{\sigma rf}) \left| \frac{Vg}{R_{wirep} + R_{rad} + R_{\sigma rf} + Rg} \right|^2 \quad (4.43)$$

Si la résistance équivalente de l'étage de puissance est négligeable ($Rg \ll \Re\{Z_p\}$), le nombre de spires maximum N_{Pmax} permettant de satisfaire cette condition s'obtient donc en résolvant l'équation suivante :

$$(B + C)N_{Pmax}^2 + DN_{Pmax} - \frac{|Vg|^2}{P_{TXMax}(f_R)} \approx 0 \Rightarrow$$

$$N_{Pmax} \approx \left[\frac{-D + \sqrt{D^2 + 4(B + C) \frac{|Vg|^2}{P_{TXMax}(f_R)}}}{2(B + C)} \right] \quad (4.44)$$

La figure 4-4 représente le nombre (N) de spires optimal selon l'équation (4.44) en fonction du rayon (a) des boucles et de la fréquence de résonance (f_R), pour une puissance d'émission (P_{TX}) de 1W avec les paramètres du tableau 4.1. Nous constatons que ce nombre de spires optimal des bobines émettrices et réceptrices augmente quand leur rayon ou la fréquence des courants d'excitation diminuent. En effet, pour une bobine de rayon 5cm, alimentée par une tension sinusoïdale d'amplitude de 1V à 100kHz, il faudrait 36 spires pour être excitée par courant d'environ 1A, tandis qu'il serait nécessaire d'enrouler 252 spires à 10kHz pour obtenir le même courant. Nous remarquons également que plus le rayon de la bobine augmente, plus la variation du nombre optimal de spires diminue entre les fréquences extrêmes (pour un rayon de 25cm il faut 16 spires à 10kHz et seulement 1 spire à 100kHz).

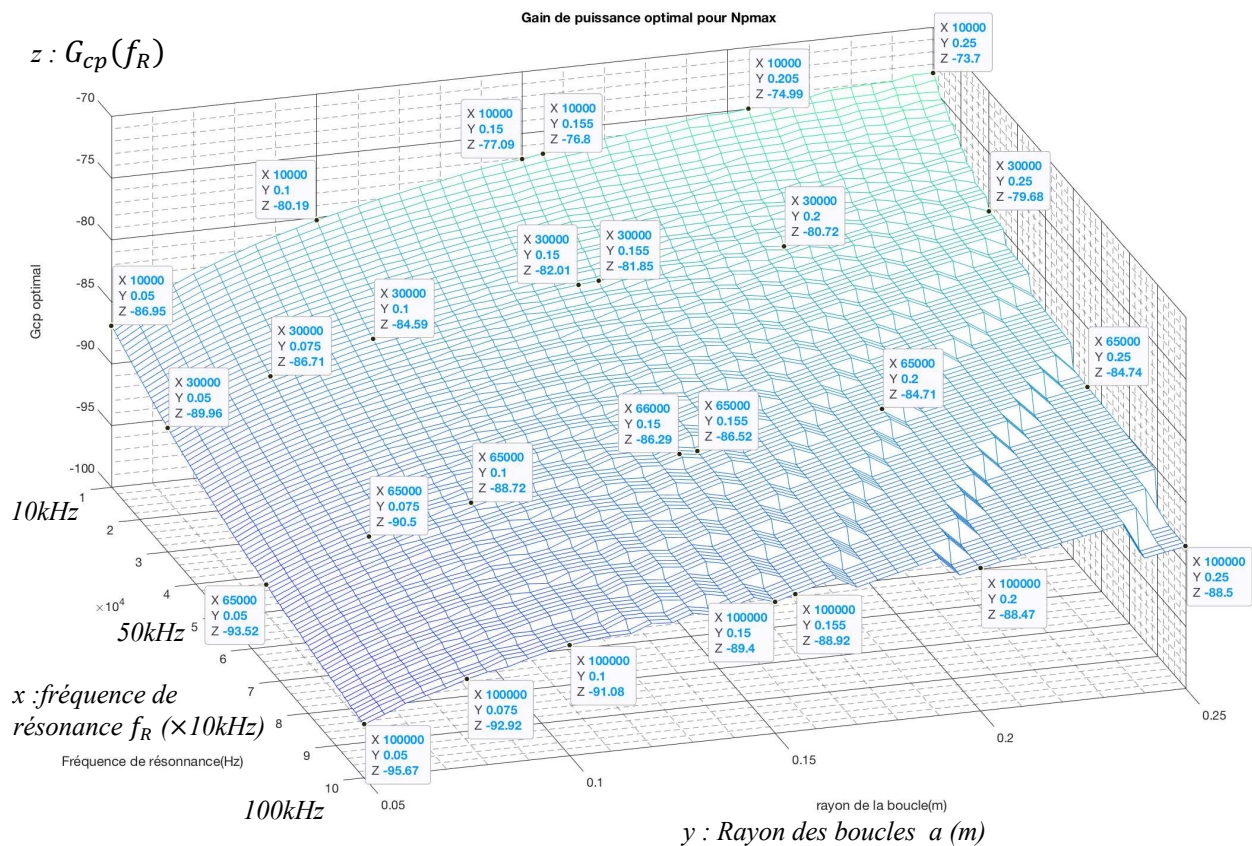


Figure 4-5. Gain de puissance transmise dans le cas de configurations optimums (N_{pmax}) et d'adaptions idéales pour différentes fréquences de résonances (f_R) et rayons de boucles.

Cette figure 4-5, met en évidence que pour une puissance donnée, le gain de transmission diminue quand le rayon ou la fréquence de résonance des bobines diminuent. Ainsi, des antennes de 5cm de rayon, optimisées pour fonctionner à 100kHz, ne permettront pas d'obtenir un gain de transmission en puissance supérieur à environ -96dB. Tandis que pour la même fréquence, une antenne de rayon de 25cm permet d'atteindre un gain supérieur, de l'ordre de -88dB. Par ailleurs, pour une fréquence de 10kHz, des antennes ayant les mêmes rayons autorisent des gains d'environ 10dB supérieurs.

Cependant, l'exactitude des valeurs utilisées dans cette analyse est conditionnée à la validité de l'hypothèse d'approximation des petites boucles. Ainsi, le rayon a des antennes doit rester petit devant la longueur d'onde pour satisfaire la condition d'approximation des petites boucles. Or, nous constatons sur les figures 4-4 et 4-5 que plus le rayon de la boucle est petit, plus le nombre de spires et l'atténuation optimale augmentent. Malheureusement, plus le rayon de la boucle augmente, moins les résultats dépendant de l'approximation des petites boucles sont corrects. Il faut donc satisfaire un compromis entre le rayon des boucles et la fréquence de résonance pour être certain de maximiser le gain de transmission. Pour satisfaire la condition d'approximation de petite antenne boucle devant la longueur d'onde, nous considérerons que sa circonférence doit être inférieure à $\lambda/10$ [177]. Ainsi, pour des fréquences de travail d'environ 50kHz ($\lambda \approx 10m$), des antennes ayant un rayon d'environ 16cm ($\lambda/(10.2\pi)$) constituent donc un bon compromis. Nous choisirons finalement de raisonner avec des antennes

de rayon de 15,5cm, optimisées pour une fréquence de 65kHz. Ce choix sera justifié dans la suite de cet exposé.

4.2.3.4 Estimation de la bande passante disponible

Nous considérons, pour une configuration matérielle donnée, que la bande passante (BP_{-10dB}) au voisinage de la fréquence de résonance, est définie par la gamme de fréquence engendrant une atténuation de puissance supplémentaire n'excédant pas 10dB :

$$f \in BP_{-10dB} : G_{cp}(f) > G_{cp}(f_R) - 10dB \quad (4.45)$$

La figure 4-6 représente l'évolution du gain de puissance transmise $G_{cp}(f)$ pour des antennes éloignées de 10m, de rayon 15,5cm, optimisées (N_{Pmax} spires) et accordées à la fréquence de résonance (f_R) variant entre 10kHz et 100kHz. Sur cette figure, nous avons relevé les bandes passantes disponibles au voisinage de certaines fréquences. Par exemple, pour une antenne optimale accordée à 10kHz, la bande passante n'est que de 300Hz, alors qu'elle peut atteindre 4kHz pour une antenne optimisée et accordée à 100kHz. Nous constatons donc que la bande passante d'une antenne boucle accordée est extrêmement réduite (<4% de f_R) et diminue avec la fréquence de résonance [175].

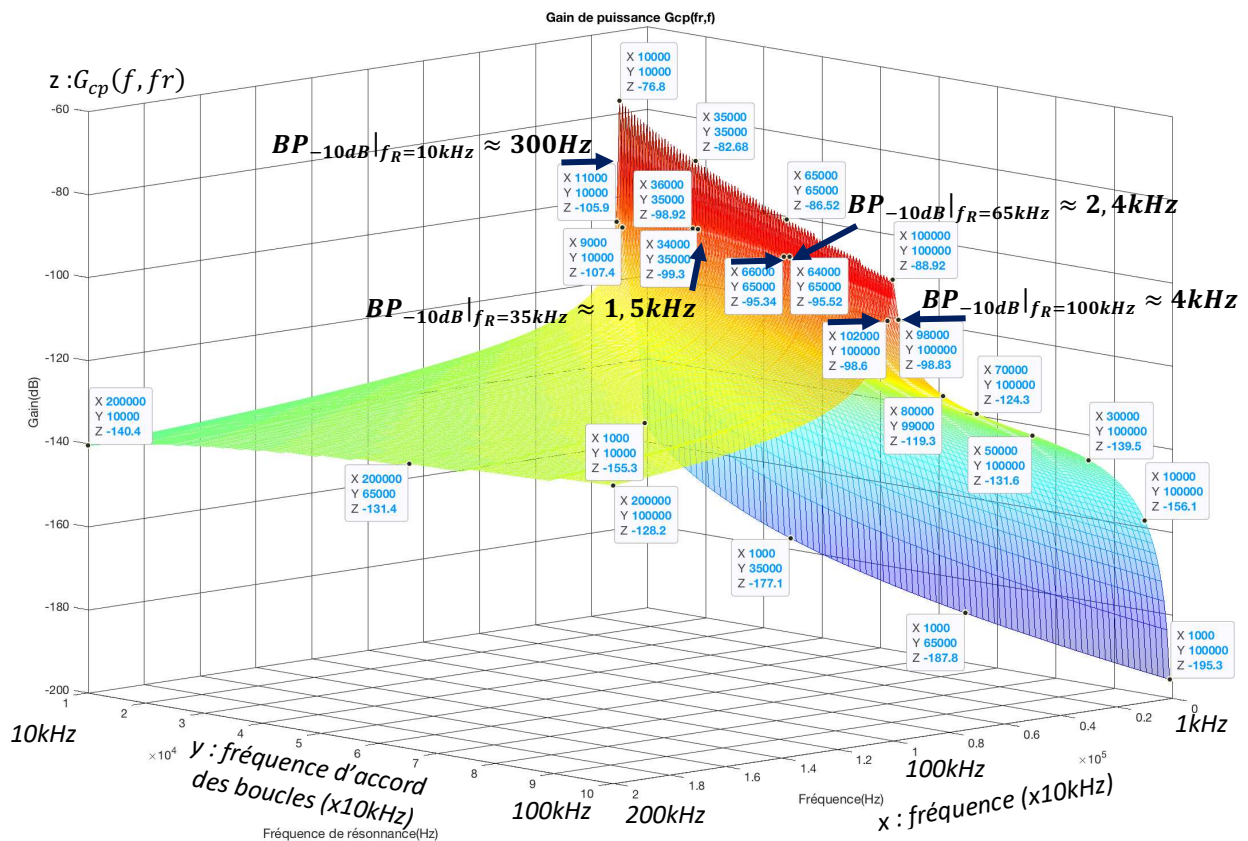


Figure 4-6. Gain de puissance transmise pour le nombre de spires (N_{Pmax}) et le circuit d'accord (C_g et C_L) adaptés aux fréquences de résonance (f_R) pour différentes fréquences de courants d'excitations.

4.2.4 Conclusions de l'étude théorique

Nous avons défini le modèle électrique équivalent d'un couplage magnéto-inductif en eau de mer pouvant supporter la transmission d'un signal entre deux antennes boucles pour une fréquence de résonance fixée par adaptation d'impédance. D'après nos analyses, une telle liaison présente alors les performances suivantes.

- Un gain en puissance compris entre -70dB (à 10kHz) et -90dB (100kHz) à 10m en utilisant des boucles coplanaires et coaxiales, de rayon variant de 10 à 25cm et dont le nombre de spires est adapté pour une puissance émise de 1W. D'après nos simulations, les performances optimales d'une liaison magnéto-inductive améliorent de 26dB le gain de transmission (cf. figures 4-5 et 4-6) par rapport aux prédictions du modèle de propagation en champs lointains développé dans le chapitre précédent (atténuation d'environ 116dB à 100kHz - cf. tableau 3.3 et figure 3-9).
- Une bande passante relative inférieure à 4% pour une antenne optimisée et accordée par un circuit d'adaptation passif. En effet, nous avons vu que le gain d'une transmission magnéto-inductive dépend de l'intensité du champ magnétique engendré par les courants circulant dans les boucles émettrice et réceptrices en fonction de la fréquence. Le phénomène d'induction mutuelle atteint un maximum lorsque l'impédance apparente de l'antenne présente un minimum correspondant à l'annulation de sa partie imaginaire, pour une fréquence de résonance fixée par le circuit d'accord passif. Malheureusement cet accord par des circuits d'adaptation passifs induit une importante sélectivité en fréquence. Les valeurs relatives de bandes passantes sont comparables à celles obtenues dans notre étude du chapitre 2.
- Un débit maximal de l'ordre de 12kbps à la fréquence de 100kHz pourrait être obtenu avec des méthodes de modulations en bande étroite d'efficacité spectrale de l'ordre 3 bit/s/Hz (8-PSK). Certaines simulations ont conforté ces résultats en prédisant des débits binaires de l'ordre de 8kbps pour des transmissions magnéto-inductives présentant un rapport signal sur bruit supérieur à 31dB à la fréquence d'accord de 22,5kHz[182].

Cette technique de transmission permettrait donc d'atteindre la distance souhaitée mais avec une bande passante restreinte n'autorisant qu'un faible débit binaire, environ 8 fois inférieur aux besoins opérationnels de notre application. Cette limitation est essentiellement liée à la technique d'adaptation d'impédance, mettant en œuvre des circuits passifs qui permettent de maximiser le couplage au voisinage de la fréquence de résonance. Cependant, la capacité maximum théorique du canal d'une liaison magnéto-inductive a été estimée à environ 100kbps pour des fréquences inférieures à 100kHz [183], il serait donc théoriquement également possible d'atteindre le débit opérationnel souhaité. Pour augmenter le débit binaire, il faut donc rechercher un moyen d'élargir la bande passante de la liaison magnéto-inductive

afin de mettre en œuvre des méthodes de modulation plus performantes, telles que les techniques de modulations à porteuses multiples (MCM³⁴ et OFDM) [10] [59] [175] [184].

Bien que certaines études et simulations mettent en évidence les avantages de cette possibilité de modulation [185], les moyens envisagés pour adapter la bande passante restent très théoriques et n'ont, à notre connaissance, fait l'objet d'aucune description détaillée dans ce contexte particulier. Cependant, plusieurs options, dont certaines ont déjà été mises en œuvre dans d'autres types d'applications, peuvent être adaptées à notre cas particulier pour implémenter ce multiplexage fréquentiel.

- Utiliser la propriété de superposition des champs magnétiques dans l'eau de mer qui offre les conditions de linéarité appropriées. Cette approche consiste à former un champ magnétostatique résultant de la composition vectorielle des composantes de champs modulés. Pour ce faire, elle utilise un réseau d'antennes (MIMO) respectivement accordées et dédiées à chaque sous-porteuse [126][186]. Cette technique symétrique nécessite donc autant d'antennes, de circuits d'adaptation du côté émetteur et récepteur que de sous-porteuses utilisées dans le schéma de modulation. En outre, cette configuration figée et encombrante induit de nombreux réglages très précis.
- Superposer sur les courants d'excitations relatifs à chaque sous-porteuse du signal modulé. Une implémentation de cette technique consiste à dimensionner un réseau parallèle de filtres passifs sélectifs centrés sur chacune des fréquences de modulation pour alimenter une unique antenne émettrice [187][188]. Ces adaptations d'impédances doivent également être réalisées du côté du récepteur. Cette solution implique donc le dimensionnement de réseaux de filtres et de nombreux réglages, difficiles à obtenir avec des composants passifs dont la sensibilité aux conditions extérieures est relativement élevée (humidité, températures...). De plus, comme pour l'approche précédente, les valeurs figées des composants de ces filtres rendent difficile une évolution ou une adaptation du schéma de modulation.
- Alimenter l'antenne émettrice avec un étage de puissance adaptatif, capable d'égaliser et de contrôler l'intensité des courants d'excitations sur toute la plage de fréquence utile. Côté récepteur, concevoir un circuit d'adaptation large bande à éléments actifs, permettant de compenser la partie imaginaire de l'impédance de boucle. Ce circuit regrouperait un ensemble de techniques très variées, telles que l'utilisation de circuits d'adaptation d'impédances actifs de puissance [189][190] ou autres techniques d'asservissement en courant. Il présenterait l'avantage de limiter les réglages relatifs à chaque sous-porteuse, en étudiant un système de compensation adapté à une large bande de fréquence dans laquelle différentes stratégies de modulation pourraient être envisagées.

³⁴ MCM : Multiple Carrier Modulation

Par souci d'optimisation de déploiement, de limitation des réglages et d'intégration, nous avons choisi d'explorer cette dernière possibilité. Il est important de remarquer que pour obtenir un système fonctionnel, l'effort d'élargissement de bande passante doit être porté sur le circuit émetteur mais également sur le circuit récepteur. Malheureusement, nous verrons que les moyens techniques à mettre en œuvre pour obtenir cette symétrie sont très différents de part et d'autre du dispositif de transmission, du fait des grandes différences d'intensités de champs et de courants circulant dans les antennes émettrices et réceptrices.

4.3 Système de transmission MI, moyenne portée et large bande

4.3.1 Conception des antennes

Nous devons définir la bande de fréquence qui nous permettra d'atteindre un débit de 80 kbps sur une distance d'au moins 10 m. Afin de conserver la validité de l'approximation de champ proche définie précédemment, pour des antennes n'excédant pas 50cm de diamètre, tout en limitant l'atténuation, nous choisissons de ne pas utiliser de porteuses de fréquences inférieures à 30kHz ($\lambda \approx 8,5m$). D'autre part, pour ne pas dépasser une atténuation optimale de 90dB, il est nécessaire de limiter la fréquence maximale à 100kHz (cf. fig.4-6). Ces deux fréquences extrêmes, nous permettent de fixer la bande de fréquence maximale à 70kHz. Pour atteindre un débit binaire de 100kbps, sur une telle bande de fréquence, cela nécessite d'avoir une efficacité spectrale globale d'environ $100/70 \approx 1,43$ bit/s/Hz. Cette valeur est compatible avec la capacité estimée du canal et les performances classiques d'une modulation OFDM utilisant des sous porteuses modulées en QPSK [10] [175] [183]. Des tests de transmission magnéto-inductive ont déjà été réalisés, par Y. Wang *et al.* [182] dans un bassin d'eau de mer de 12m (avec une puissance d'émission de 0,5W) avec une modulation QPSK mono-porteuse centrée à 22,5kHz. Ces résultats nous confortent dans notre choix d'utiliser une modulation OFMD/QPSK qui a une efficacité spectrale de 2bit/s/Hz par sous-porteuse.

La fréquence nominale des antennes est centrée sur le milieu de la bande passante soit 65kHz $(30+70/2)$. Pour cette fréquence, la longueur d'onde (λ_{65k}) est de l'ordre de 5,8m pour une conductivité de 4,5 S/m. Pour satisfaire la condition d'approximation de petite antenne, il faut que la circonférence soit inférieure à $\lambda/10$ [177]. Dans la mesure où cette condition doit également être assurée pour la fréquence de modulation la plus élevée, qui est de l'ordre de 100kHz, nous avons donc envisagé, dans un premier temps, de dimensionner le rayon a de notre antenne boucle par rapport à la longueur d'onde la plus petite, $\lambda_{100k} \approx 4,7m$:

$$2\pi \cdot a < \frac{\lambda_{100k}}{10} \Rightarrow a < 7,5cm \quad (4.46)$$

Malheureusement cette première estimation du rayon de la boucle de 7,5cm engendrait trois problématiques :

- un tel rayon d'antenne, optimisée pour une fréquence centrale de 65kHz ($N= 26$ spires pour une section de conducteur de 6mm^2), limite le gain maximal à -100dB (équation 4.43) ;
- le nombre de spires optimal (cf. figure 4-4) varie d'un facteur 3, de 17 spires pour 100kHz, à 53 spires pour 30kHz. Cette sensibilité élevée du nombre de spires optimal avec la fréquence, engendre une atténuation supplémentaire vis-à-vis des différentes sous-porteuses du schéma de modulation OFDM.
- un enroulement de 26 spires, constitué d'un fil de section 6mm^2 protégé par une gaine isolante de 1mm, conduirait à une bobine de 8cm de hauteur. Une telle dimension implique une directivité importante des lignes de champs magnétiques et réduit donc la section active.

Afin de limiter ces effets indésirables, nous avons donc choisi de doubler le rayon de la boucle ($a \approx 15\text{cm} = \frac{\lambda_{100k}}{30}$) afin d'augmenter significativement sa surface et par conséquent favoriser le couplage magnéto-inductif (cf. équation 4.18). Dans cette configuration, le nombre de spires optimal pour un rayon a de 15cm est de 7 spires ou de 6 spires pour un rayon de 15,5cm avec une fréquence centrale de 65kHz. Afin de réduire l'inductance apparente de l'antenne, nous choisissons finalement de fixer le rayon des boucles à 15,5cm car leur réactance augmente avec N (cf. équation 4.19) et devra être compensée comme nous le verrons par la suite. Le nombre de spires adapté au maximum de puissance varie alors entre 4 spires pour 100kHz et 14 spires pour 30kHz. Cette inadéquation du nombre de spires entraîne une distorsion du courant dans la boucle en fonction de la fréquence. Cette distorsion devra donc être compensée pour utiliser cette boucle sur une large bande.

Bien que ce compromis ne soit pas idéal, le gain en transmission théorique, lié à l'augmentation de la surface active de la boucle, est augmenté d'environ 4dB pour la fréquence centrale de 65kHz. Nous notons que pour un couplage MI utilisant de telles antennes, l'expression (4.18) du coefficient de mutuelle induction maximale (M) s'approche par $\frac{4,1 \cdot 10^{-8}}{r^3} H$, soit pour une distance de transmission de $r=10\text{m}$, environ $4,1 \cdot 10^{-11} H$ (41pH). Les caractéristiques dimensionnelles de l'antenne boucle sont récapitulées dans le tableau 4.2 et des photographies des prototypes réalisés sont visibles figure 4-7.

TABEAU 4-2. CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE BOUCLE MI 65kHz

<i>Paramètre</i>	<i>Valeur</i>
Section du conducteur actif	6 mm ²
Rayon du conducteur actif a_l	1,4 mm
Conductivité du matériau conducteur (cuivre) σ_{wire} à 300°K	59,6.10 ⁶ S.m ⁻¹
Matière de la gaine isolante du conducteur	Polyéthylène
Épaisseur de l'isolant	1 mm
Coefficient de bobinage K_p	0,5
Rayon de la boucle a	15,5 cm
Fréquence nominale	65 kHz
Nombre de spires optimal pour la fréquence centrale $N_{P_{max}}$ ($@P_{max} \approx 1W$)	6 spires
Longueur d'onde λ_{65k} nominale en eau de mer ($\sigma = 4,5S/m$)	$\approx 5,84$ m
Puissance optimale d'émission à 65kHz	$\approx 1,3W$ ($V_g \approx 1V / I_1 \approx 1,3A$)
Inductance de l'antenne boucle L_{si}	$\approx 33.10^{-6}H$



Figure 4-7. Prototypes des antennes boucles de transmission par magnéto-induction à 65kHz (cf. Tableau 4.2).

4 - Systèmes de transmissions numériques magnéto-inductifs

Les courbes de la figure 4-8 illustrent la sélectivité en fréquence des courants traversant ces boucles émettrices et réceptrices accordées à 65kHz par un condensateur série (C_g). Les courants dans les boucles présentent un maximum à la fréquence de résonance et diminuent très rapidement. La boucle réceptrice, est le siège d'un courant de l'ordre de $130\mu\text{A}$ ($P_{RXMax} \approx 2,9\text{nW}$) lorsqu'elle se situe à une distance de 10m de l'antenne émettrice excitée par un courant d'environ $1,3\text{A}$ ($P_{TXMax} \approx 1,3\text{W}$) à 65kHz .

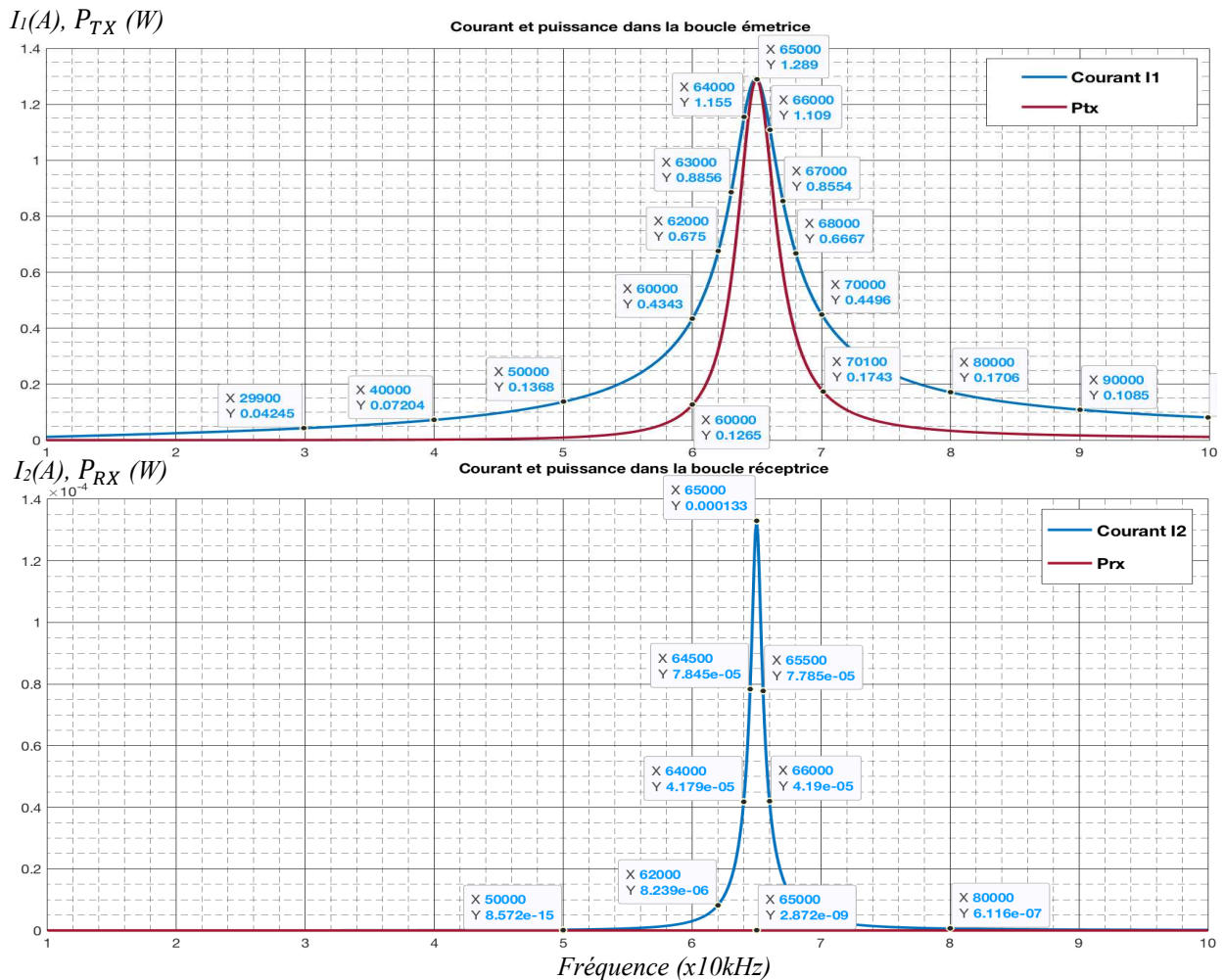


Figure 4-8. Courants et puissances dans les boucles émettrices et réceptrices (antennes du tableau 4.2 à 10m)

Afin d'élargir la bande passante d'émission, il est donc nécessaire de contrôler ou fixer les courants d'excitation par des circuits actifs ou passifs, soit en adaptant l'impédance des boucles, soit en compensant dynamiquement les effets de leurs impédances intrinsèques. Ceci impose donc au préalable d'étudier l'évolution de ces impédances en fonction de la fréquence.

Les expressions des impédances des enroulements primaires (Z_p) et secondaires (Z_s) (cf. équations 4.31) montrent que leurs parties réelles et imaginaires augmentent avec la fréquence (cf. figure 4-9). Nous constatons que la réactance de la boucle engendrée par son

inductance L_{si} est prédominante devant la résistance équivalente de l'antenne, qui reste très faible. Pour l'étage de puissance, l'antenne boucle constitue donc une charge fortement inductive qui doit être compensée uniformément sur l'ensemble de la bande de fréquence utilisée pour réaliser la modulation OFDM. L'impédance de l'antenne réceptrice présente quasiment les mêmes valeurs que celle de l'antenne émettrice et doit être chargée de manière à compenser cette même réactance, pour présenter une charge résistive très faible (voisine de celle de l'enroulement $R_s = R_{wires}$) sur la même plage de fréquence que l'antenne émettrice pour maximiser la puissance reçue. Il s'agit donc d'étudier les techniques de compensations actives de ces impédances de manière à augmenter la bande passante exploitable de ces antennes boucles.

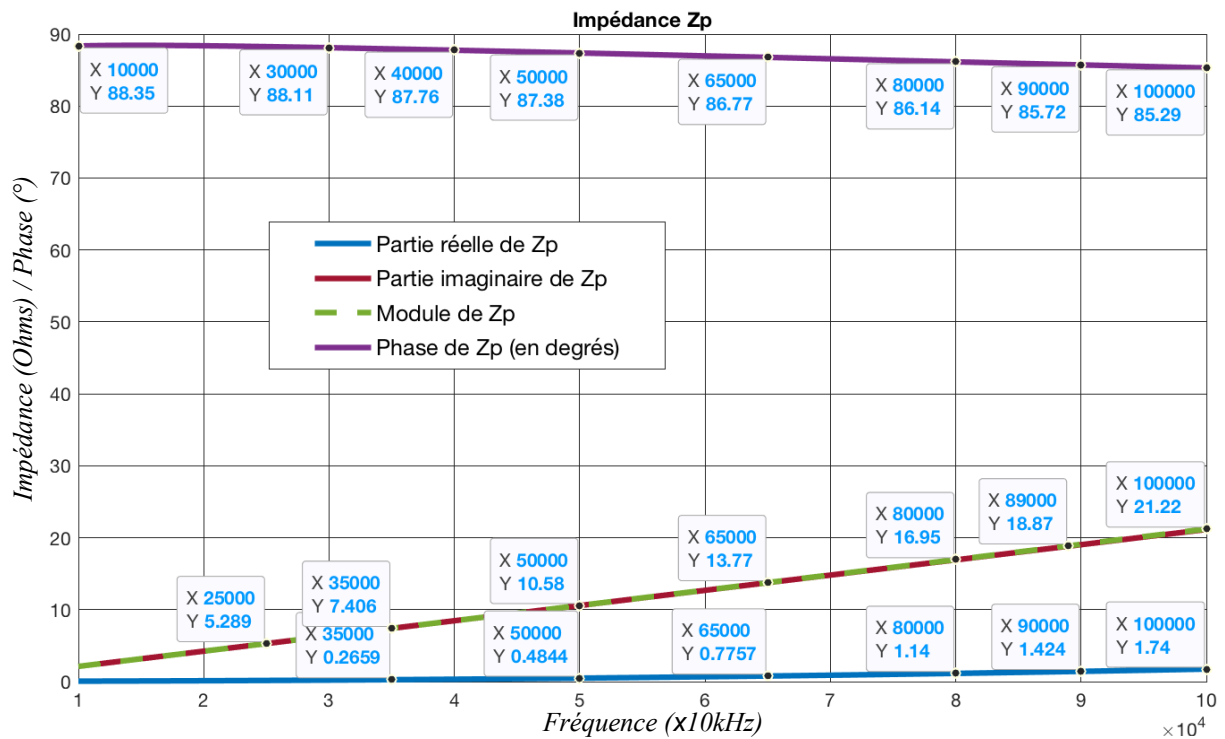


Figure 4-9. Partie réelles, imaginaires, module et phase de l'impédance Z_p de la boucle émettrice (tableau 4.2)

4.3.2 Techniques d'adaptations actives à large bande

Les circuits d'accord passifs classiques sont composés d'inductances et de condensateurs qui permettent d'annuler la partie imaginaire de l'impédance des boucles émettrices et réceptrices. Un réseau de réactances, composé d'éléments passifs, se caractérise par une alternance de pôles et de zéros de la partie imaginaire de son impédance équivalente. Ce comportement a été mis en évidence et démontré en 1924 par R.M. Foster [191] qui donna son nom au théorème qui prédit cette distribution alternative de pôles et de zéros. On déduit de ce théorème les limites de bandes passantes d'antennes modélisées par des circuits LC [192]. Par conséquent, un réseau passif, réactif, d'adaptation d'impédance ne peut pas permettre l'élargissement de la bande passante d'une antenne, que par distribution de pôles et de zéros au voisinage desquels l'atténuation (et le coefficient de réflexion) est minimum. Ainsi, le gain dans la bande passante élargie, par l'usage de ces techniques, ne peut donc être constant ni même linéaire [188] [193] [194] [195] [196]. Idéalement, les minima d'atténuation devraient alors être obtenus aux fréquences centrales des différentes sous-porteuses. Cette technique est délicate à mettre en œuvre, nécessite de nombreux réglages de précision et rend difficile l'évolution du système. L'élargissement de la bande passante de manière uniforme nécessite donc obligatoirement l'utilisation d'un système de compensation actif tant pour la boucle émettrice, que pour la boucle réceptrice.

4.3.2.1 Élargissement de la bande passante du circuit émetteur

4.3.2.1.1 Principes de fonctionnement

L'émetteur est composé d'un modulateur délivrant un signal modulé (I_{OFDM} ou V_{OFDM}), d'un amplificateur de puissance et d'un circuit d'adaptation d'impédance. L'élargissement de la bande passante consiste donc ici à maximiser et égaliser les courants d'excitations dans toute la plage de fréquence utile en utilisant un dispositif actif qui peut agir sur deux grandeurs distinctes.

- **Sur la tension d'alimentation de la boucle (V_G)**, délivrée par l'étage d'amplification de puissance (A) qui devra alors être piloté par une chaîne de régulation à commande en courant (cf. figure 4-10). Dans ce cas, l'image du signal modulé (I_{OFDM}) est comparée soit à la mesure du courant d'alimentation de la boucle (I_{LOOP}), soit à un modèle de son comportement. La loi de commande, implémentée dans le correcteur, doit permettre de limiter les distorsions engendrées par les non linéarités éventuelles des étages d'amplification et de couplage de la charge.

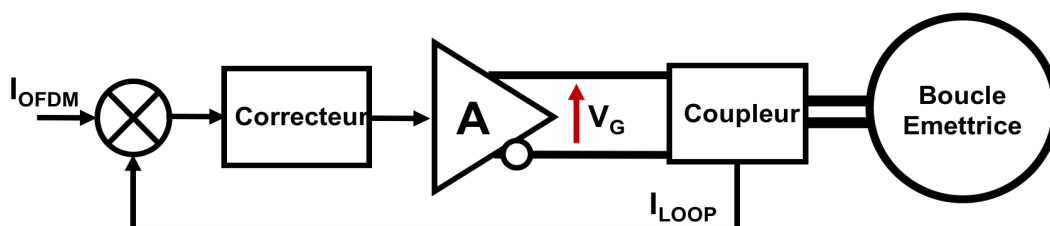


Figure 4-10. Principe d'élargissement de la bande passante de l'antenne émettrice par contrôle de courant.

- **Sur l'impédance apparente de la boucle (Z_E)**, en introduisant en sortie de l'étage d'amplification de puissance (A) un dispositif de compensation de la réactance de l'antenne. Dans l'idéal, cette charge active de compensation devrait également permettre de compenser les variations de la résistance équivalente ($\Re\{Z_p = Z_{LOOP}\} = R_p$) de la boucle émettrice (cf. figure 4-11). L'élément d'adaptation d'impédance actif peut être modélisé à l'aide d'un quadripôle dont certains termes de la matrice impédance $[Z_{ij}]$ se caractérisent par des parties imaginaires ou réelles négatives.

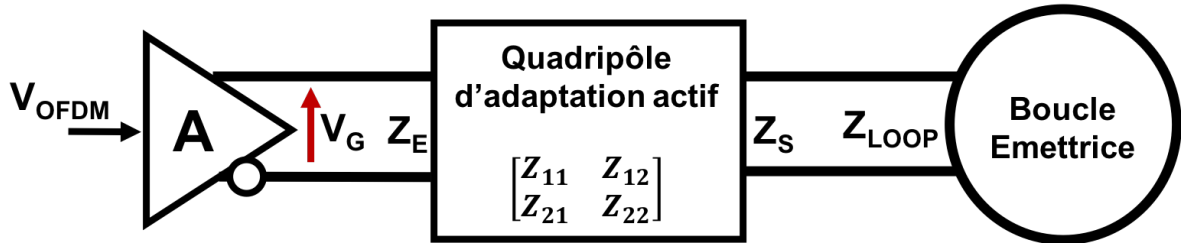


Figure 4-11. Schéma de principe d'élargissement de la bande passante de l'antenne émettrice par adaptation active de l'impédance de la boucle.

Ces deux méthodes peuvent être utilisées de manière indépendante ou combinée. Cependant, ces techniques doivent satisfaire certains critères inhérents aux contraintes de fonctionnement de la modulation OFDM employée. En effet, dans la mesure où les sous-porteuses sont modulées par une technique M-aire, les dispositifs de compensations doivent présenter une fonction de transfert faiblement perturbatrice pour chacune d'elles. Ainsi, les variations de gain et de phase de ces transmittances doivent être négligeables sur toute la plage de fréquence occupée par chaque sous-porteuse modulée.

4.3.2.1.2 Choix et caractérisation d'un modèle

Dans la configuration idéale (boucles parfaitement alignées), les simulations montrent que la transmission est envisageable pour un courant d'excitation de l'antenne voisin de 1,3A correspondant à une puissance émise de l'ordre de 1,3W. Dans ce cas, le dispositif actif d'adaptation de puissance doit permettre de satisfaire la relation suivante :

$$\begin{cases} I_{LOOP} = I_{OFDM} \\ \text{ou} \\ A \cdot V_{OFDM} = V_G = R_{wirep} \cdot I_{LOOP} \end{cases} \quad \forall f \in (30kHz - 100kHz), \quad (4.47)$$

avec I_{LOOP} , le courant circulant dans l'antenne boucle et $I_{OFDM} = \frac{A \cdot V_{OFDM}}{R_{wirep}}$, le courant proportionnel à la tension modulée (V_{OFDM}) délivrée par le modulateur OFDM.

Ainsi, si nous choisissons d'utiliser le couplage par un quadripôle actif de l'amplificateur de puissance (2nd solution), sa matrice impédance devrait donc satisfaire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_G \\ -I_{LOOP} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_G \\ -I_{OFDM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_G \\ V_{LOOP} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \cdot V_{OFDM} \\ -Z_p \cdot I_{OFDM} \end{bmatrix} \\ I_{LOOP} = \frac{V_{LOOP}(Z_L + Z_S)}{Z_p(Z_L + Z_S) + (M\omega)^2} \\ \left(\text{avec } M \approx \frac{4,1 \cdot 10^{-8}}{r^3} H \text{ et } \omega < 10^6 \text{ rad/s} \Rightarrow (M\omega)^2 \ll Z_p \cdot 2R_{wires} \right) \\ \Rightarrow I_{LOOP} \approx \frac{V_{LOOP}}{Z_p} = \frac{V_{LOOP}}{R_{wirep} + R_{rad} + R_{orf} + j \cdot L_{sp} \cdot \omega} = \frac{A \cdot V_{OFDM}}{R_{wirep}} \end{array} \right. \quad (4.48)$$

En choisissant $Z_{21} = -Z_{12} = R_G$ et $Z_{11} = Z_{22} = 0$, nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{A \cdot V_{OFDM}}{R_{wirep}} \begin{bmatrix} 0 & -R_G \\ R_G & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\frac{Z_p}{R_G} \\ -1 \end{bmatrix} = A \cdot V_{OFDM} \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{Z_p}{R_{wirep}} \end{bmatrix} \\ \text{Si :} \\ I_G = \frac{Z_p}{-R_G} I_{OFDM} = -\frac{Z_p}{R_G} \frac{A \cdot V_{OFDM}}{R_{wirep}} \end{array} \right. \quad (4.49)$$

$$\left(I_G = \frac{Z_p}{-R_G} I_{OFDM} = -\frac{Z_p}{R_G} \frac{A \cdot V_{OFDM}}{R_{wirep}} \right) \quad (4.50)$$

Or, la matrice impédance $\begin{bmatrix} 0 & -R_G \\ R_G & 0 \end{bmatrix}$ correspond à celle d'un gyrateur [197] inséré entre l'amplificateur et l'antenne (cf. figure 4-12).

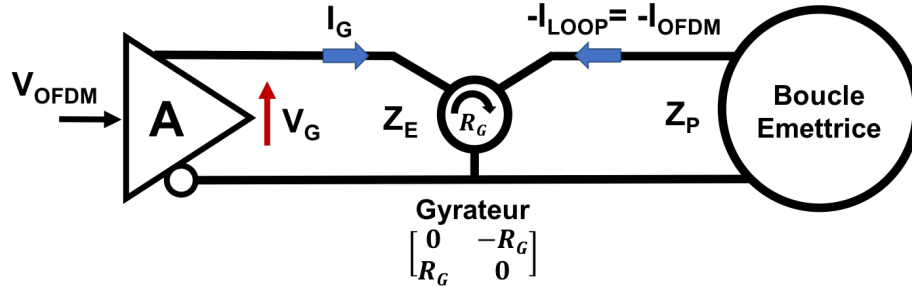


Figure 4-12. Adaptation active d'impédance à gyrateur.

En fixant la résistance de gyration $R_G = R_{wirep}$ et en considérant que l'amplificateur de puissance est chargé par l'impédance d'entrée du gyrateur ($Z_E = \frac{R_G^2}{Z_p}$), alors l'adaptation d'impédance peut être réalisée. Sur la plage de fréquence utile, $Z_p = R_{wirep} + R_{rad} + R_{orf} + j \cdot L_{sip} \cdot \omega \approx j \cdot L_{sip} \cdot \omega$ (cf. figure 3-7), la charge de l'étage de puissance devient capacitive et peut être assimilée à :

$$Z_E = \frac{R_G^2}{Z_p} = \frac{R_G^2}{R_{wirep} + R_{rad} + R_{orf} + j \cdot L_{sip} \cdot \omega} \approx \frac{R_G^2}{j \cdot L_{sip} \cdot \omega} \quad (4.51)$$

Le courant absorbé par l'étage d'entrée du gyrateur sera alors :

$$I_E = \frac{V_G}{Z_E} = A \cdot V_{OFDM} \frac{R_{wirep} + R_{rad} + R_{orf} + j \cdot L_{sp} \cdot \omega}{R_G^2} = -I_G \approx I_{OFDM} \cdot \frac{j \cdot L_{sp} \cdot \omega}{R_{wirep}} \quad (4.52)$$

Nous constatons que le courant de charge de l'amplificateur de puissance (I_G) satisfait bien à la condition de l'équation 4.50 mais est déphasé de 180° , ce qui n'affecte en rien la validité de ce circuit d'adaptation d'impédance, ni la qualité de la transmission. Le courant dans l'antenne est donc bien proportionnel au signal modulé V_{OFDM} et le gyrateur compense son caractère inductif.

Bien que séduisante, en raison du faible nombre de réglages nécessaires, cette première solution, requiert l'utilisation d'amplificateurs linéaires de puissance supplémentaires [198][199][200][201]. Nous pouvons toutefois remarquer que :

- il est possible, par un raisonnement similaire, de positionner le gyrateur en amont de l'amplificateur de puissance de manière à introduire une distorsion au préalable du signal modulé V_{OFDM} ;
- la très faible valeur de la résistance de gyration ($R_G = R_{wirep} \approx 0,78 \Omega$ à $65kHz$) nécessite une très grande précision des valeurs des composants et peut rendre le système difficile à réaliser et très sensible aux conditions ambiantes (température, humidité, bruits divers, etc...) ;
- quelle que soit la position du circuit actif d'adaptation impédance, la linéarité de l'ensemble de la structure, ainsi que sa sensibilité aux perturbations, constituent une limite importante.

Une seconde approche consiste à utiliser un système de contrôle du courant circulant dans la boucle (I_{LOOP}) (cf. figure 4-10). Un tel dispositif fait intervenir une boucle de rétroaction qui permet alors d'asservir ce courant d'excitation au signal modulé (I_{OFDM}) (cf. équation 4.47). Dans cette solution, le correcteur et le dispositif de mesure de la grandeur asservie doivent être soigneusement étudiés et dimensionnés. Bien qu'une grande diversité de solutions soient envisageables pour implémenter un tel dispositif, certaines contraintes de fonctionnement et de mise au point permettent de favoriser le choix de certaines techniques :

- de par la dynamique du signal modulé, la linéarité nécessaire aux modulations et la puissance mise en jeu, une solution analogique est privilégiée car elle limite les distorsions induites par un dispositif de commande ou de puissance discret (harmoniques de découpage, temps de commutation, délais d'échantillonnage...)
- le système doit limiter le nombre de réglages et d'organes de puissances afin de limiter les coûts et la mise au point ;
- le système doit être robuste, compact et pouvoir fonctionner en boucle fermée ou en boucle ouverte.

Pour nos expérimentations, nous avons opté pour la conception d'une solution hybride, utilisant un unique amplificateur de puissance et un correcteur linéaire à compensation de pôles qui autorise un fonctionnement dégradé en boucle ouverte du dispositif de contrôle. Le signal de tension modulé (V_{OFDM}) délivré par le modulateur est pré-amplifié, puis converti en une image en courant (I_{OFDM}) qui est traitée par le correcteur à compensation de pôle qui fournit à l'amplificateur linéaire de puissance le signal de tension adéquate. La loi de commande est donc réalisée en insérant un circuit de compensation du modèle équivalent de l'impédance de boucle (Z_{loop}) incluant une capacité de couplage série. L'ensemble satisfait à l'équation harmonique suivante, qui correspond à celle d'un amplificateur de transimpédance de facteur $\frac{1}{R}$:

$$I_{LOOP}(j\omega) = \frac{V_{OFDM}(j\omega)}{R} = \frac{V_{LOOP}(Z_L + Z_S)}{Z_{loop}(j\omega) \cdot (Z_L + Z_S) + (M\omega)^2} \text{ avec } Z_L + Z_S = 2R_{wires} \quad (4.53)$$

$$\Rightarrow V_{OUT}(j\omega) = K(j\omega) \cdot V_{OFDM}(j\omega),$$

où $K(j\omega)$ représente la fonction de transfert du correcteur linéaire à compensation de pôle. La tension V_{OUT} délivrée par la sortie de l'amplificateur de puissance alimente la boucle. Le terme R représente une résistance de charge équivalente qui permet de fixer l'amplitude du courant d'excitation ($I_{LOOP}(j\omega)$). L'impédance de la boucle, avec sa capacité de couplage série (C_G), s'exprime sous la forme d'un circuit RLC série :

$$Z_{loop}(j\omega) = R_{eqcoil}(j\omega) + j \cdot L_{sp} \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_G \cdot \omega} = \frac{1 - L_{si} \cdot C_G \cdot \omega^2 + j \cdot R_{eqcoil} \cdot L_{sp} \cdot \omega}{j \cdot C_G \cdot \omega}, \quad (4.54)$$

avec $R_{eqcoil}(j\omega) = \Re\{Z_p\}$, le modèle équivalent de la résistance intrinsèque de la boucle émettrice. Le schéma de principe correspondant à cette structure est donné sur la figure 4-13, duquel on déduit l'expression du correcteur $K(j\omega)$:

$$K(j\omega) = \left(\frac{R_2}{\zeta \cdot R \cdot R_1} \right) \cdot \frac{1 + L_{eq} \cdot C_G \cdot \omega^2 + j \cdot R_{eqcoil} \cdot L_{sp} \cdot \omega}{j \cdot C_G \cdot \omega} \approx \left(\frac{R_2}{\zeta \cdot R \cdot R_1} \right) \cdot Z_{loop}(j\omega) \quad (4.55)$$

en posant $L_{eq} = L_{sp} - \frac{M^2}{2R_{wires} \cdot C_G} \approx L_{sp}$ si $\frac{M^2}{2R_{wires} \cdot C_G} \ll L_{sp}$

Qui permet d'obtenir l'expression souhaitée de $I_{LOOP}(j\omega)$ si $\zeta = R_2/R_1$ (cf. équation 4.53).

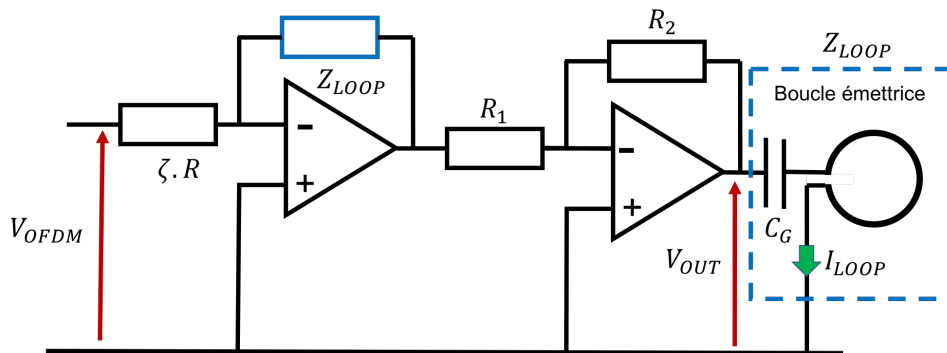


Figure 4-13. Schéma simplifié d'une structure permettant de synthétiser la fonction de transfert $K(j\omega)$ qui regroupe le correcteur à compensation de pôle et l'amplificateur de puissance de l'émetteur.

Un tel correcteur nécessite donc une connaissance précise des valeurs des impédances de boucles qui peuvent varier avec les conditions externes. Cette structure peut être insérée dans un asservissement (cf. figure 4-14). Les modèles du correcteur complémentaire ($C(j\omega)$) et du capteur de mesure du courant de boucle ($M(j\omega)$) seront étudiés dans les sections suivantes.

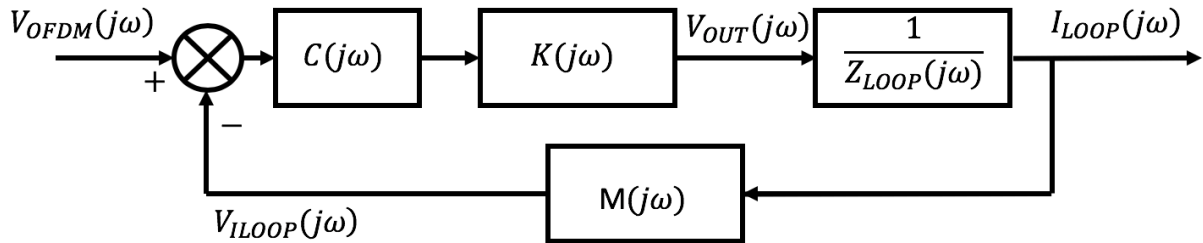


Figure 4-14. Schéma simplifié du modèle d'asservissement de courant de la boucle émettrice.

4.3.2.1.3 Dimensionnement

Afin de quantifier les tolérances des composants, la dynamique et la sensibilité de nos solutions, nous avons utilisé un modèle de simulation implémenté sous MATLAB-SIMULINK (cf. figure 4.15) permettant d'introduire une erreur dans les impédances de compensation du correcteur ($K(j\omega)$).

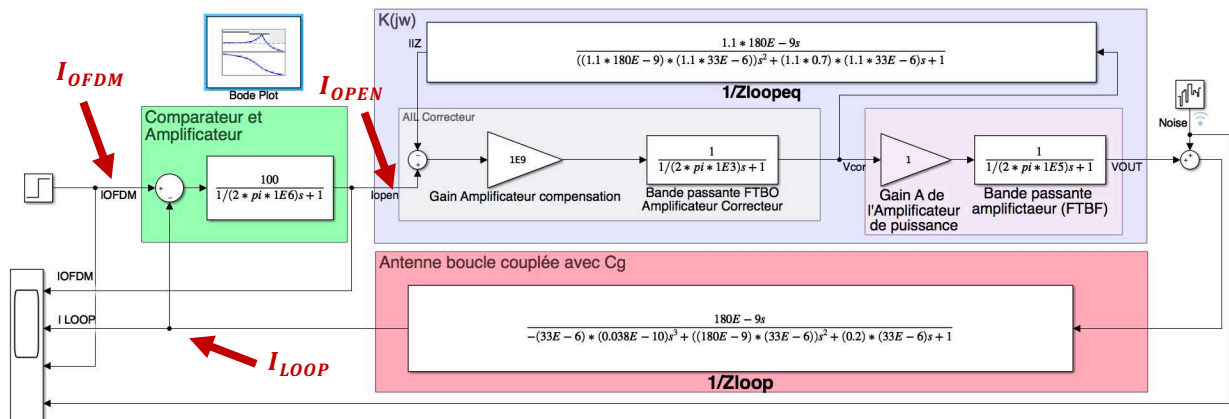


Figure 4-15. Schéma de simulation du circuit émetteur asservi en courant par compensation de pôles.

Dans ce modèle de simulation, nous avons tout d'abord approximé, par une forme quadratique, le comportement en fréquence de $\Re\{Z_p\}$, en s'inspirant de son évolution (cf. figure 4-7) (compensé par une résistance fixe de $0,7\Omega$) :

$$\begin{aligned} \Re\{Z_p\} &\approx R_{P0} + R_{P1} \cdot \omega^2 = 0,2 + \frac{1,5}{4\pi^2} \cdot 10^{-10} \cdot \omega^2 \\ \Rightarrow Z_{loop}(j\omega) &\approx \frac{1 - L_{sip} \cdot C_G \cdot \omega^2 + j \cdot R_{P0} \cdot L_{sp} \cdot \omega + j R_{P1} \cdot L_{sp} \cdot \omega^3}{j \cdot C_G \cdot \omega} \end{aligned} \quad (4.56)$$

Ensuite, nous avons réalisé l'adaptation d'impédance à 65kHz grâce au condensateur C_G déterminé par l'équation :

$$\frac{1}{j \cdot C_G \cdot \omega} = L_{sp} \cdot \omega \approx 33 \cdot 10^{-6} \cdot (2\pi \cdot 65 \cdot 10^3) \Rightarrow C_G \approx 180nF. \quad (4.57)$$

4 - Systèmes de transmissions numériques magnéto-inductifs

Avec cette valeur, nous avons vérifié que l'approximation de l'équation 4.55 est bien satisfaite :

$$L_{eq} = L_{sp} - \frac{M^2}{2R_{wires} \cdot C_G} \approx 33 \cdot 10^{-6} - \frac{(4,1 \cdot 10^{-8})^2}{r^6 \cdot 2,0,2.180 \cdot 10^{-9}} \approx L_{sp} \approx 33 \cdot 10^{-6} H.$$

Nous avons aussi considéré que des erreurs de compensation de l'ordre de $\pm 10\%$, pour chacun des composants de Z_{loop} , étaient représentatives des cas les plus défavorables. Nous avons finalement simulé la réponse en fréquence du dispositif en boucle ouverte ($F_{TBO}(j\omega) = \frac{I_{LOOP}}{I_{OPEN}}(j\omega)$, cf. figure 4-16) puis en boucle fermée ($F_{TBF}(j\omega) = \frac{I_{LOOP}}{I_{OFDM}}(j\omega)$, cf. figure 4-17). Pour la simulation en boucle fermée, nous avons modélisé le correcteur complémentaire ($C(j\omega)$) comme un simple amplificateur (de gain 100). Le dispositif de mesure du courant a été considéré comme une chaîne de retour unitaire perturbée par un bruit blanc gaussien (0,01W répartis sur 100kHz) dont la source a été ramenée en sortie de l'étage de puissance. Le comportement fréquentiel de tous les amplificateurs intégrés et de puissances a été modélisé en les approximant par un modèle de filtre passe bas d'ordre 1 (bandes passantes à -3dB égal aux gains nominaux, pente du gain dans la bande coupée de -20dB/décade).

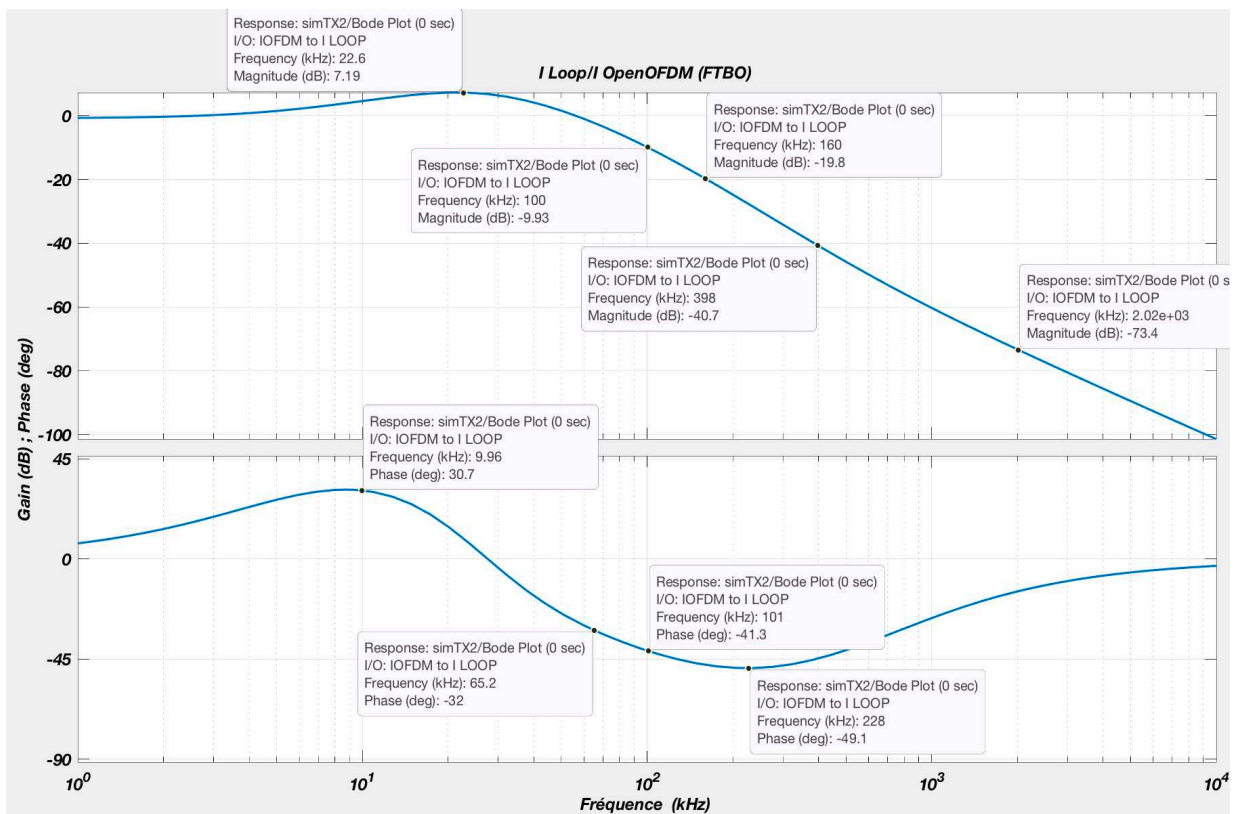


Figure 4-16. Diagrammes de Bode des résultats de simulation en boucle ouverte du correcteur à compensation de pôles présentant une mauvaise compensation (+10% d'erreur sur chaque valeur de composants)

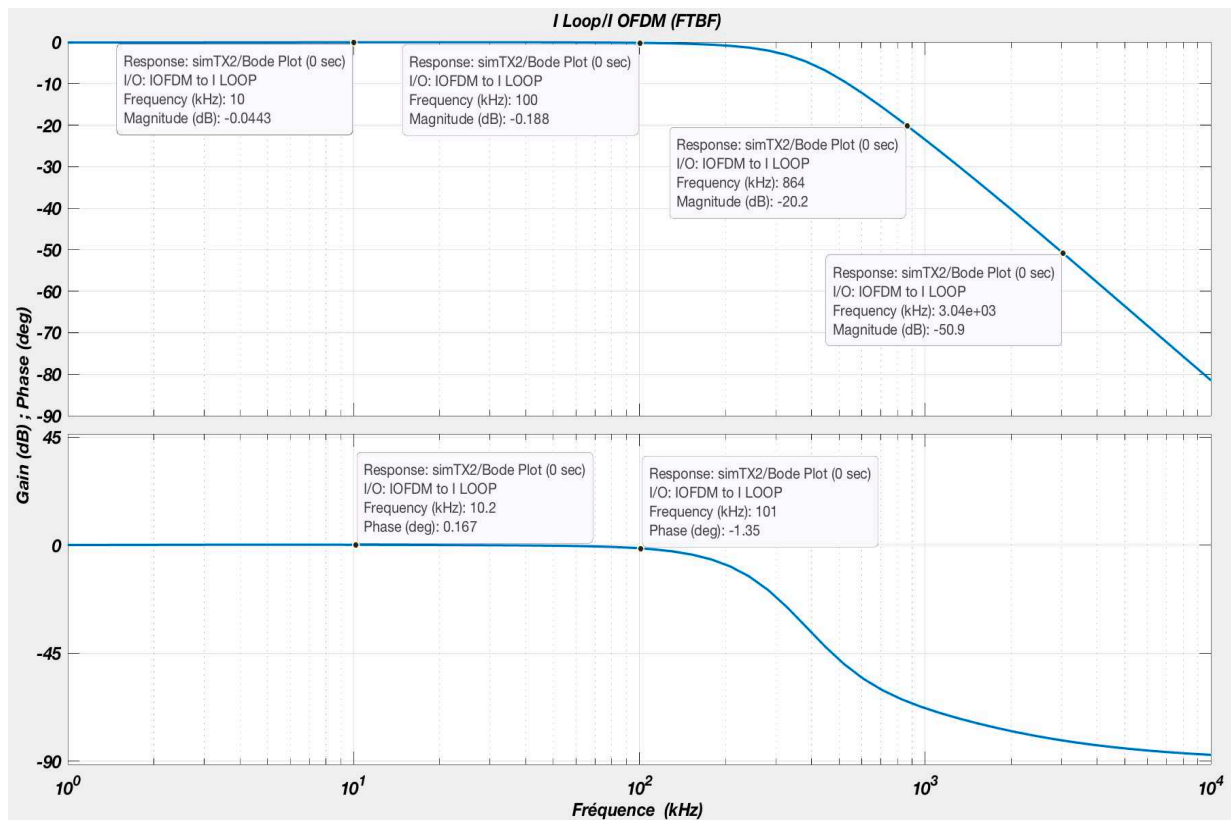


Figure 4-17. Diagrammes de Bode des résultats de simulation en boucle fermée à correction par compensation de pôles (+10% d'erreur sur chaque valeur de composants)

Comme attendu, nous constatons que le système asservi (stable et précis) améliore les performances du dispositif de compensation de pôles sur toute la plage de fréquence utile. En effet, lorsque le système est asservi, le gain varie de moins de 1dB, tandis que la phase du courant de boucle reste négligeable ($<2^\circ$) sur toute la plage de fréquence [10kHz-100kHz] (cf. figure 4.17). Ces résultats permettent d'envisager l'utilisation d'une modulation QPSK pour moduler les sous-porteuses OFDM. Nous remarquons que même sans boucle d'asservissement (boucle ouverte, cf. figure 4-16), l'atténuation reste acceptable (de -8 à 10dB). Cependant, la variation importante de phase ($\approx 70^\circ$), impose l'utilisation d'un grand nombre de sous-porteuses pour la rendre acceptable au voisinage de chacune d'elles.

La dynamique de sortie en tension des amplificateurs de puissance doit permettre de fournir un courant ($|I_{loopMax}(j\omega)|$) d'environ 1,5A sur une charge dont l'impédance maximale ($|Z_{loopMax}(j\omega)|$) est d'environ 24 Ω à 30kHz et de 13 Ω à 100kHz (cf. figure 4-18). Son *slew-rate* en tension doit donc être supérieur à 1,3V/ μ s sur une plage maximale de 36V ($V_{OUTMax} = |Z_{loopMax}(j\omega)| \cdot |I_{loopMax}(j\omega)|$). On constate sur la figure 4-18 que le module de l'impédance $|Z_{loopMax}(j\omega)|$ de la boucle passe par un minimum à la fréquence de résonance de 65kHz pour laquelle la tension d'excitation associée à une éventuelle sous-porteuse devra être minimale. C'est donc cette courbe d'impédance qui caractérise et explique la différence des formes d'onde entre les signaux de courant asservi I_{loop} et de tension en sortie de l'amplificateur.

De plus, sur la plage de fréquence utile allant de 30kHz à 100kHz, l'impédance $|Z_{loopMax}(j\omega)|$ moyenne est d'environ $10,4 \Omega$. Ceci nous permet d'approximer la valeur efficace de la tension en sortie de l'amplificateur à environ 16V (pour $|I_{loop}|_{eff} \approx 1,5A$).

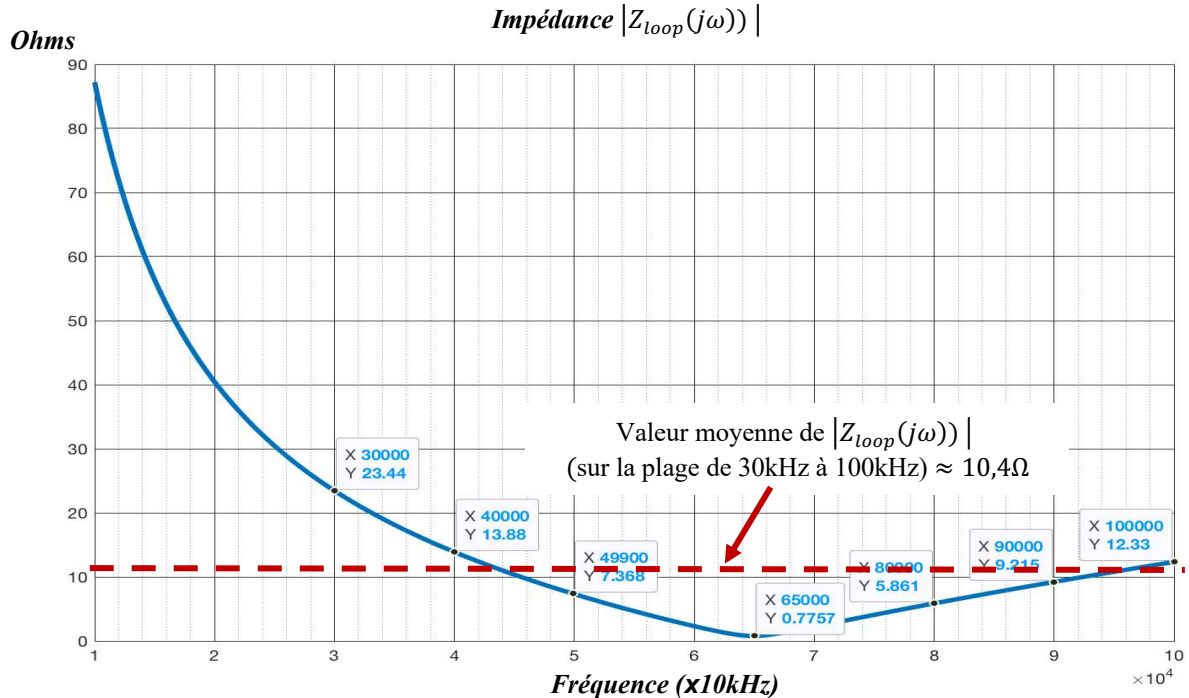


Figure 4-18. Évolution de l'impédance de boucle $|Z_{loop}(j\omega)|$ incluant le condensateur de couplage C_G

Avec un tel dispositif, nous avons montré qu'il était donc possible d'élargir et d'égaliser la bande de fréquence utile du circuit émetteur d'un système de transmission magnéto-inductif. Pour que l'ensemble du système soit fonctionnel, il est indispensable d'étendre symétriquement la bande passante côté récepteur.

4.3.2.2 Élargissement de la bande passante du circuit récepteur

4.3.2.2.1 Principes de fonctionnement

Pour le récepteur, l'augmentation de bande passante consiste essentiellement à maximiser et égaliser les courants induits dans la boucle réceptrice dont l'intensité reste extrêmement faible ($< 100\mu A$) sur toute la plage de fréquence utile. Le récepteur est composé d'un étage d'adaptation d'impédance, d'un circuit d'amplification et d'un démodulateur. Cette amplification égalisée peut être réalisée en agissant sur trois éléments du système de réception.

- **Sur l'impédance apparente de la boucle**, vue de l'étage d'amplification du récepteur, en introduisant en série un dispositif de compensation de la réactance intrinsèque de l'antenne. Dans l'idéal, cette charge active de compensation devrait également permettre de compenser les variations de la résistance équivalente ($\Re\{Z_p\} = R_p$) de la boucle émettrice (cf. figure 4-19). L'élément d'adaptation d'impédance actif peut être modélisé à l'aide d'un quadripôle dont certains termes de la matrice impédance $[Z]$ se

caractérisent par des parties imaginaires ou réelles négatives. Un tel dispositif de compensation doit être parfaitement adapté à l'impédance de l'antenne qui peut malheureusement varier avec les conditions extérieures.

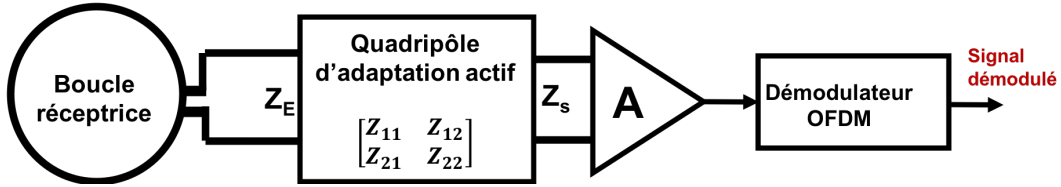


Figure 4-19. Schéma de principe d'élargissement de la bande passante de l'antenne réceptrice par compensation active de l'impédance intrinsèque de la boucle.

- Sur les gains de l'étage de pré-amplification**, pour chacune des fréquences (f_k) des sous-porteuses, en introduisant pour chacune d'elles un système de contrôle automatique de gain (CAG) (cf. figure 4.20). Le contrôle du gain peut être réalisé par une boucle d'asservissement locale, utilisant l'enveloppe de chaque sous-porteuse en guise de signal de contre-réaction. Ainsi, chacune des sous-porteuses se voit alors amplifiée de manière adaptée puis additionnée pour obtenir un signal égalisé sur l'ensemble de la bande passante. Toutefois, cette seconde méthode, qui reste complexe, est souvent intégrée dans des circuits dédiés à un type d'application. Elle suppose que la sensibilité du système d'amplification soit suffisante au regard du rapport signal sur bruit pour filtrer le signal utile modulé de chaque sous-porteuse ; et que la dynamique du système de contrôle permette d'ajuster le gain sans introduire de distorsion importante au voisinage de f_k .

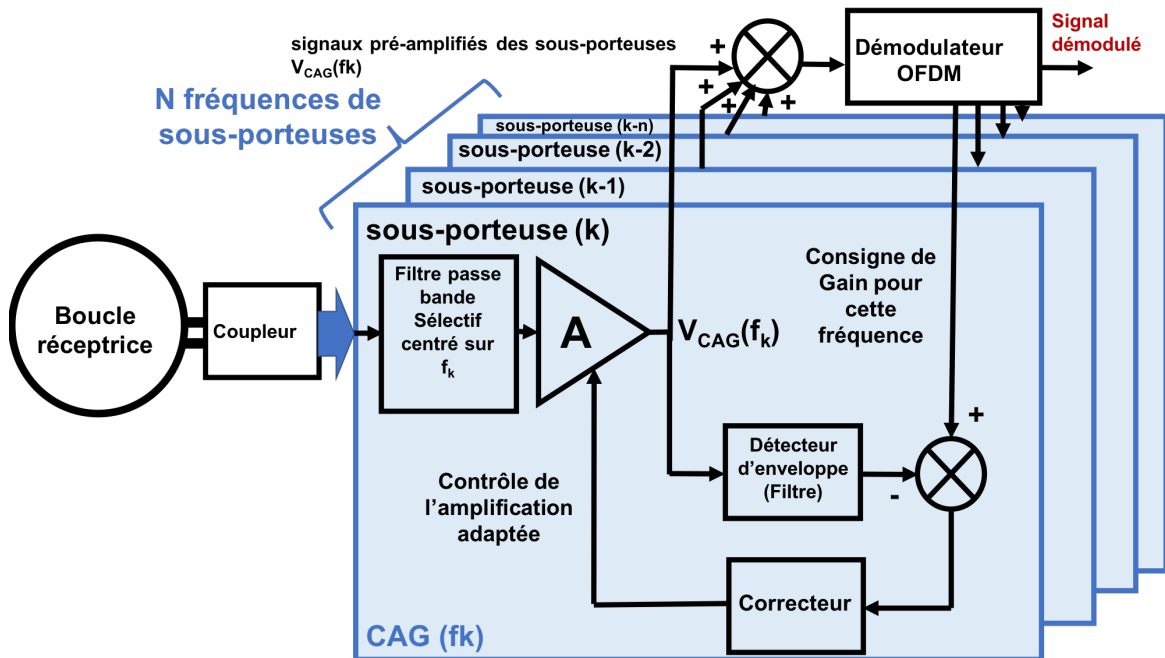


Figure 4-20. Schéma de principe d'égalisation de la bande de fréquence de l'antenne réceptrice en utilisant un réseau de pré-amplification à contrôle automatique de gain.

- **Sur la distorsion engendrée par le coefficient d'inductance mutuelle.** Cette distorsion peut être introduite en analysant la sensibilité de la fonction de transfert en courant par rapport à la variation de fréquence dans la boucle réceptrice :

$$\begin{aligned} S_{\omega}^{\frac{I_2(j\omega)}{I_1(j\omega)}} &= \frac{\partial I_2(j\omega)}{\partial \omega I_1(j\omega)} = \frac{\partial}{\partial \omega} \frac{V_{20}(j\omega)}{(Z_L(j\omega) + Z_P(j\omega)) \cdot I_1(j\omega)} \\ &= \frac{\partial}{\partial \omega} \frac{jM \cdot \omega \cdot I_1(j\omega)}{(Z_L(j\omega) + Z_P(j\omega)) \cdot I_1(j\omega)} = \frac{\partial}{\partial \omega} \frac{jM \cdot \omega}{(Z_L(j\omega) + Z_P(j\omega))} \end{aligned} \quad (4.58)$$

Si la compensation est correctement réalisée dans toute la plage de fréquence (*i.e.* la partie imaginaire des impédances $Z_L(j\omega)$ et celle de $Z_P(j\omega)$ sont parfaitement compensées), cette expression devient :

$$S_{\omega}^{\frac{I_2(j\omega)}{I_1(j\omega)}} = \frac{\partial}{\partial \omega} \frac{jM \cdot \omega}{(R_L + R_P(\omega))} = - \frac{jM}{(R_L + R_P(\omega))^2} \frac{\partial R_P(\omega)}{\partial \omega} \quad (4.59)$$

Dans les applications de transmissions MI classique [94] [202], la bande de fréquence du signal modulée est très étroite car voisine de la fréquence de résonance pour laquelle les antennes sont accordées. En outre, au voisinage de cette fréquence de résonance, la résistance équivalente des enroulements varie très peu ($R_P(\omega) \approx R_P$). La sensibilité de la fonction de transfert en courant par rapport à la variation de fréquence dans la boucle réceptrice au voisinage de cette fréquence centrale est quasiment nulle :

$$\left. S_{\omega}^{\frac{I_2(j\omega)}{I_1(j\omega)}} \right|_{\omega \approx \omega_0} \approx \frac{\partial}{\partial \omega} \frac{jM \cdot \omega_0}{(R_L + R_P)} \approx 0 \quad (4.60)$$

Ceci explique que les auteurs de ces travaux aient négligé la distorsion introduite par cette réactance de mutuelle induction dans leur modèle de transmission. Ils ont considéré que le gain de la fonction de transfert était indépendant de la fréquence dans la bande utilisée par la modulation. Cependant, lorsque la plage de fréquence utilisée est élargie, cette sensibilité de la fonction de transfert n'est plus négligeable. Ainsi les sous-porteuses de la modulation OFDM que nous souhaitons utiliser subissent une distorsion en fonction de leur fréquence. Ce comportement inductif doit donc être compensé par un dispositif ayant un comportement intégrateur.

Ces trois techniques peuvent être utilisées de manières complémentaires. Compte tenu des valeurs extrêmement faibles des courants induits, les circuits actifs d'adaptation d'impédance et de pré-amplification doivent présenter des niveaux de bruits extrêmement faibles. De plus, les distorsions d'amplitudes et de phases des transmittances des étages d'entrée doivent être suffisamment faibles au voisinage de chaque sous-porteuse, pour ne pas impacter les taux d'erreur binaire.

4.3.2.2.2 Caractérisation d'un modèle de compensation

Pour atteindre nos objectifs, nous avons choisi de combiner les 3 solutions précédentes en adaptant l'impédance et en annulant la distorsion de couplage. Les contributions de ces deux dispositifs analogiques sont complétées par la mise en œuvre de techniques d'égalisation intégrées dans un circuit programmable dédié à la modulation/démodulation OFDM (cf. partie 4.3.3).

Pour réaliser l'adaptation active d'impédance, la boucle réceptrice doit être chargée par une impédance très faible, afin de maximiser la puissance reçue. L'utilisation d'un étage d'entrée de forte impédance est donc inappropriée pour mesurer le signal induit. Une solution consiste alors à utiliser un amplificateur à transimpédance (TIA³⁵), destiné à collecter et convertir les courants d'induction en une tension exploitable par les étages d'amplification et de démodulation. Les TIA sont des amplificateurs sensibles qui se caractérisent par une impédance d'entrée extrêmement faible, ce qui en fait des dispositifs très bien adaptés à la mesure des très faibles courants ($<100 \text{ pA}$) [203]. Intégrés, de tels amplificateurs présentent également des niveaux de bruits très faibles ($<10 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$), de larges bandes passantes ($>1 \text{ GHz}$) et sont fréquemment utilisés dans des systèmes de transmission à haut débit [204]. Leur caractéristique de transfert peut se mettre sous la forme :

$$\begin{bmatrix} Z_{IN}(j\omega) & Z_{OI}(j\omega) \\ Z_{IO}(j\omega) & Z_{OUT}(j\omega) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{eTIA}(j\omega) \\ I_{sTIA}(j\omega) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_e(j\omega) \\ n_s(j\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eTIA}(j\omega) \\ V_{sTIA}(j\omega) \end{bmatrix}, \quad (4.61)$$

où $Z_{IO}(j\omega)$ est la transimpédance de l'amplificateur TIA, $n_e(j\omega)$ et $n_s(j\omega)$ ses bruits d'entrée et de sortie intrinsèques caractérisés par leurs densités spectrales de puissance et $I_{eTIA}(j\omega)$ et $I_{sTIA}(j\omega)$ les courants d'entrée et de sortie. Idéalement les impédances d'entrée $Z_{IN}(j\omega)$, de couplage inverse $Z_{OI}(j\omega)$ et de sortie $Z_{OUT}(j\omega)$ doivent être nulles.

Si un circuit d'adaptation d'impédance de l'antenne est utilisé, il doit être inséré en série avec cet amplificateur. Cette charge série peut alors élargir la plage de fréquence si la partie imaginaire de son impédance s'oppose au comportement de celle de l'antenne. La littérature décrit de tels dispositifs, désignés par le terme « *impédance non-Foster* »³⁶, pour réaliser des circuits adaptations actives d'impédances [189] [190]. Un réseau d'adaptation « non-Foster » présente une réactance $X(\omega)$ et une susceptance $Y(\omega)$ qui varient négativement avec la fréquence :

$$\frac{\partial X(\omega)}{\partial \omega} < 0 \text{ et } \frac{\partial Y(\omega)}{\partial \omega} < 0 \quad (4.62)$$

³⁵ TIA : Transimpedance Amplifier

³⁶ Traduit de l'anglais « *non-Foster impedance* »

Ce comportement indique que ces dispositifs produisent de l'énergie réactive contrairement aux composants passifs (inductance et condensateurs). Pour réaliser de tels dispositifs, il est possible d'utiliser des convertisseurs d'impédance (NIV³⁷) ou des gyrateurs. La matrice impédance du quadripôle équivalent d'un NIV chargé par une charge (Z_{LNIV}) est donnée par [205] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_E \\ I_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_E \\ V_S \end{bmatrix} \text{ et } V_S = -Z_{LNIV} \cdot I_S \\ \\ \text{L'impédance d'entrée souhaitée s'écrit:} \\ \\ Z_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{Z_{11} \cdot Z_{LNIV} + Z_{12}}{Z_{21} \cdot Z_{LNIV} + Z_{22}} = \frac{-G}{Z_{LNIV}} \\ \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -G \cdot Z_{21} \\ Z_{21} & 0 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (4.63)$$

Dans cette configuration, les impédances d'entrée des quadripôles sont mises en série avec celles de la boucle réceptrice (cf. figure 4-21). La tension délivrée par le TIA (V_{STIA}) doit idéalement annuler la distorsion introduite par le coefficient d'inductance mutuelle M dans la plage de fréquence utilisée. Cette opération peut être effectuée par un étage intégrateur supplémentaire permettant de compenser l'effet de cette réactance équivalente.

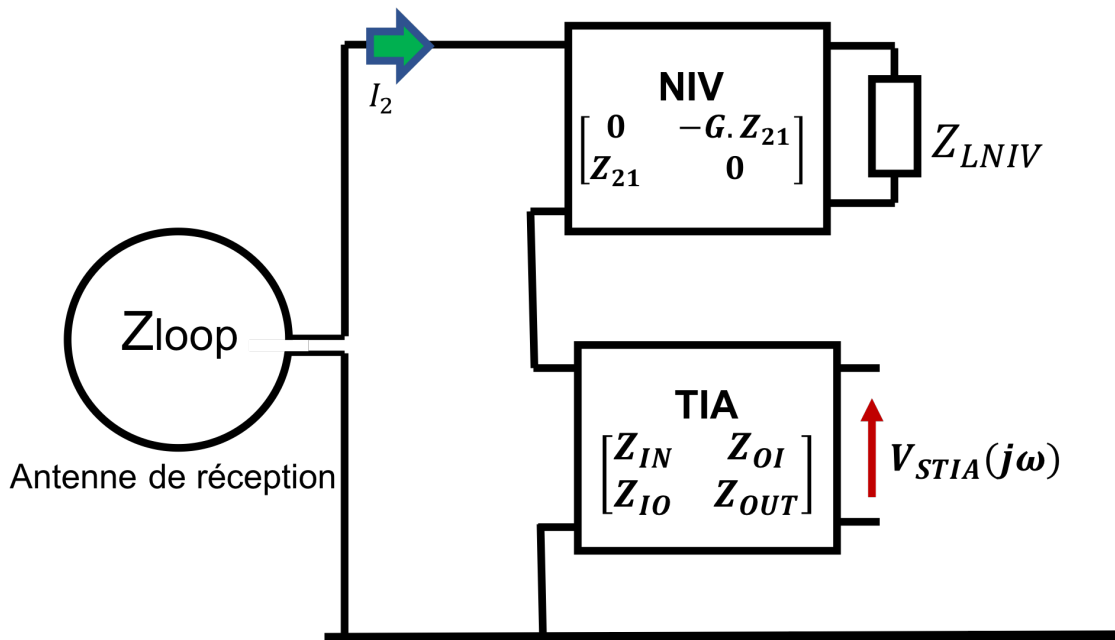


Figure 4-21. Association des quadripôles équivalents des TIA et NIV du circuit d'adaptation récepteur.

³⁷ NIV : Negative Impedance Inverter

4.3.2.2.3 Dimensionnement

Pour la bande de fréquence de travail choisie, une charge présentant une impédance non-Foster a été implémentée à l'aide d'un NIV (cf. figure 4-22). Dans cette structure, l'impédance de charge Z_{LNIV} est le condensateur C, tandis que le coefficient G est fixé par le rapport R_4/R_3 . Ainsi l'impédance équivalente à ce circuit s'écrit :

$$X(\omega) = Z_E = \frac{-j \cdot R_4 \cdot C \cdot \omega}{R_3} \quad (4.64)$$

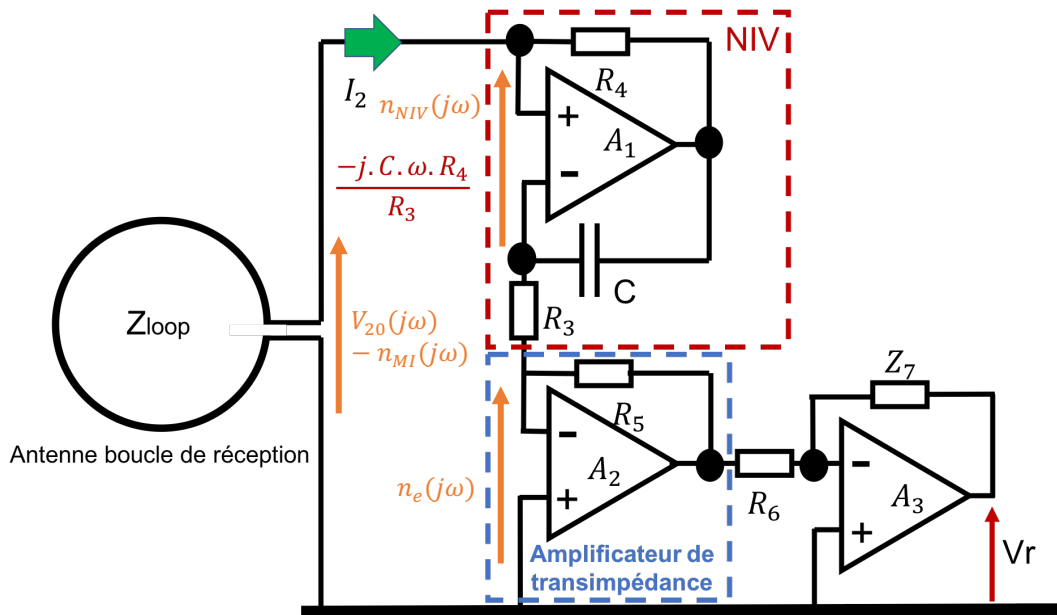


Figure 4-22. Schéma de principe de l'étage d'entrée du récepteur utilisant un convertisseur d'impédance négative et un amplificateur de transimpédance.

Le courant I_2 dans le circuit d'entrée récepteur s'exprime alors :

$$\begin{cases} I_2(j\omega) = \frac{V_{20}(j\omega) - n_{eq}(j\omega)}{R_{wires} + j \cdot L_{SS} \cdot \omega + X(\omega) + Z_{IN}(j\omega)} = \frac{V_{20}(j\omega) - n_{eq}(j\omega)}{2 \cdot R_{wires}} & (4.65) \\ X(\omega) = -j \cdot L_{SS} \cdot \omega \Rightarrow \frac{R_4 \cdot C}{R_3} = L_{SS} & (4.66) \end{cases}$$

où $V_{20}(j\omega)$ est la tension aux bornes de la boucle à vide. Le bruit $n_{eq}(j\omega)$ est équivalent à la somme des bruits de tension induits dans cette maille d'entrée (en orange sur la figure 4.22) :

$$n_{eq}(j\omega) = n_e(j\omega) + n_{MI}(j\omega) + n_{NIV}(j\omega) \quad (4.67)$$

où $n_{MI}(j\omega)$ est le bruit induit dans la boucle réceptrice dans la liaison magnéto-inductive et $n_{NIV}(j\omega)$ est le bruit dû au circuit de conversion d'impédance NIV.

Pour maximiser la puissance reçue, l'impédance d'entrée $Z_{IN}(j\omega) = R_{IN}$ doit être normalement égale à R_{wires} (cf. équation 4.40), ici considérée constante ($\sim 0,1\Omega$ à 65kHz). Dans cette configuration, le comportement inductif de la boucle réceptrice est compensé par le NIV. Le courant collecté par le TIA, bien que bruité, peut être amplifié en tension pour délivrer le signal (V_r) qui devra alors être démodulé. En exprimant $V_{20}(j\omega)$ en fonction de I_{LOOP} et en négligeant $Z_{OI}(j\omega)$ et $Z_{OUT}(j\omega)$, il vient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_r(j\omega) = -\frac{j \cdot M \cdot \omega \cdot I_{LOOP} + n_{eq}(j\omega) + n_s(j\omega)}{R_{wires} + j \cdot L_{SS} \cdot \omega + X(\omega) + R_{IN}} \cdot \frac{Z_{IO}(j\omega) \cdot Z_7}{R_6} \\ \text{et :} \\ Z_{IO}(j\omega) = R_5 \end{array} \right. \quad (4.68)$$

En considérant que $I_{LOOP} = \frac{V_{OFDM}}{R}$ (cf. équation 4.53) et que l'impédance de contre-réaction Z_7 est un condensateur de valeur C_R , nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_r(j\omega) = K_R \cdot V_{OFDM} + j \frac{K_R \cdot n(j\omega)}{M \cdot \omega} \\ \text{avec :} \\ K_R = \frac{-R_5 \cdot M}{R_6 \cdot C_R \cdot 2 \cdot R \cdot R_{wires}} \\ \text{et} \\ n(j\omega) = n_{eq}(j\omega) + n_s(j\omega) \end{array} \right. \quad (4.69)$$

Un tel dispositif peut donc effectivement élargir la bande de fréquence du signal reçu, à condition que le circuit de compensation soit idéalement réglé. Ainsi, le condensateur C et les résistances R_{IN} , R_3 et R_4 doivent être très précisément choisis. Pour déterminer les tolérances des composants et leur impact sur la bande passante, il importe donc d'évaluer la sensibilité de la tension délivrée par ce dispositif aux valeurs des différents composants :

$$S_{C,R_3,R_4,R_{IN}}^{V_r} = S_X^{V_r} \cdot (S_C^X + S_{R_3}^X + S_{R_4}^X) + S_{R_{IN}}^{V_r} = \frac{\partial V_r}{\partial X} \left(\frac{\partial X}{\partial C} + \frac{\partial X}{\partial R_3} + \frac{\partial X}{\partial R_4} \right) + \frac{\partial V_r}{\partial R_{IN}} \quad (4.70)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_X^{V_r} = \frac{\partial V_r}{\partial X} = S_{R_{IN}}^{V_r} = \frac{\partial V_r}{\partial R_{IN}} = \frac{-V_r(j\omega)}{R_{wires} + j \cdot L_{sis} \cdot \omega + X(\omega) + R_{IN}} \\ S_C^{V_r} = \frac{\partial X}{\partial C} = \frac{-j \cdot R_4 \cdot \omega}{R_3} \\ S_{R_3}^{V_r} = \frac{\partial X}{\partial R_3} = \frac{+j \cdot R_4 \cdot C \cdot \omega}{R_3^2} \\ S_{R_4}^{V_r} = \frac{\partial V_r}{\partial R_4} = \frac{-j \cdot C \cdot \omega}{R_3} \end{array} \right. \quad (4.71)$$

Il vient :

$$S_{C,R_3,R_4}^{V_r} = \frac{-V_r(j\omega)}{R_{wires} + j \cdot L_{sis} \cdot \omega + X(\omega) + R_{IN}} \left[1 + \frac{j \cdot \omega}{R_3} \left(-R_4 + \frac{R_4 \cdot C}{R_3} - C \right) \right] \quad (4.72)$$

Finalement, si la condition de l'équation 4.66 est vérifiée, alors la variation relative de la tension de sortie de l'étage d'entrée du récepteur (ici indépendante de V_{OFDM} et des bruits) en fonction des variations de valeur des composants de compensation s'approxime par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \partial V_r |_{(V_{OFDM}=1, n(j\omega)=0)} = K_S \cdot \partial R_{IN} + j \cdot \omega \cdot K_S \left(-\frac{R_4}{R_3} \partial C + \frac{R_4 \cdot C}{R_3^2} \cdot \partial R_3 - \frac{C}{R_3} \cdot \partial R_4 \right) \\ K_S = \frac{K_R}{2 \cdot R_{wires}} \end{array} \right. \quad (4.73)$$

Nous distinguons dans cette expression de la sensibilité i) une partie réelle, liée à l'adaptation de la résistance de boucle induite par la résistance équivalente d'entrée de l'amplificateur de transimpédance, et ii) une partie imaginaire liée au circuit de compensation de l'inductance de boucle. Nous remarquons que l'influence d'une erreur d'adaptation de cette réactance varie proportionnellement avec :

- la fréquence ;
- l'écart avec valeurs idéales respectives des composants de $X(\omega)$;
- l'inverse de la valeur nominale de la résistance R_3 .

Cette variation introduit un déphasage dans le signal présenté au démodulateur :

$$Arg(V_r + \partial V_r) = Arctan \left(\frac{\omega \left(-\frac{R_4}{R_3} \partial C + \frac{R_4 \cdot C}{R_3^2} \cdot \partial R_3 - \frac{C}{R_3} \cdot \partial R_4 \right)}{2R_{wires} + \partial R_{IN}} \right) \quad (4.74)$$

Le gain K_R a été fixé à une valeur d'environ 100mV/V. Les équations 4.66, 4.73 et 4.74 nous ont permis de satisfaire un compromis entre les valeurs et les tolérances des composants visant à limiter $\left[\frac{\partial V_r}{K_R \cdot V_{OFDM}} \right]$ à 10% et $Arg(V_r + \partial V_r)$ à 10° sur toute la plage de fréquence.

L'étage de démodulation du récepteur, que nous avons conçu et réalisé, utilise un circuit programmable dédié à la modulation/démodulation OFDM. Ce composant intègre également un préamplificateur d'égalisation dont le principe a été décrit précédemment (cf. figure 4-20). Il a été configuré de manière à compenser les imperfections de notre circuit d'adaptation d'impédance (par le réglage des fréquences des sous-porteuses et des filtres d'enveloppe et en insérant 3 sous-porteuses pilotes).

4.3.2.3 Simulation de la liaison MI large bande

Les dispositifs d'élargissement de bande passante que nous avons étudiés sont destinés à établir une liaison MI sur une distance d'environ 10m dans une plage de fréquence utile (pour la modulation OFDM) située entre 30kHz et 100kHz. Ainsi, la fonction de transfert caractérisant ce couplage devrait présenter des variations de gain et de phase suffisamment faibles et un rapport signal sur bruit suffisamment élevé pour supporter une modulation large bande susceptible d'atteindre un débit de l'ordre 80kbps. Dans un premier temps, la démarche de validation de nos travaux a consisté à réaliser une simulation du couplage magnéto-inductif en incluant les circuits d'adaptation actifs de l'émetteur et du récepteur. L'objectif de cette première étape de simulation était d'analyser :

- le comportement fréquentiel de la fonction de transfert de couplage en incluant les caractéristiques du canal MI sous-marin ;
- le rapport signal sur bruit de la liaison ;
- la sensibilité globale du couplage aux imperfections de compensation du circuit émetteur et du circuit récepteur.

Nous avons donc construit un modèle de simulation paramétré en intégrant l'ensemble des éléments de la liaison MI à large bande sous forme de code MATLAB correspondant au synoptique de la figure 4-23. Dans ce modèle nous avons considéré :

- une conductivité de l'eau de mer de 4,5 S/m ;
- le modèle de permittivité présenté au chapitre 3 (cf. équation 3.12) ;
- le modèle de gain en puissance de la liaison magnéto-inductive définie par l'équation 4.35 ;
- les dispositifs émetteurs (cf. figure 4.15) et récepteurs (cf. figure 5.22) étudiés précédemment en considérant i) d'une part que le circuit émetteur asservi délivre un courant sinusoïdal d'amplitude constante 1,5A sur toute la plage de fréquence et d'autre part, ii) une erreur d'adaptation du circuit récepteur d'abord nulle puis avec une erreur majorée à 10% de la valeur de l'inductance de la boucle réceptrice $\left(\frac{R_4 \cdot C}{R_3} = L_{SS} \pm 10\%\right)$;
- que l'expression de la tension $V_r = \frac{R_5}{jR_6 C_R \omega} \cdot I_2$ nous permettait de choisir les valeurs des composants ($C_R \approx 39pF$, $R_5 = 100\Omega$ et $R_6 = 100\Omega$) de manière à ramener l'amplification de l'ensemble du circuit récepteur à une valeur suffisante pour compenser le coefficient d'induction mutuelle M (41pH à $r = 10m$).

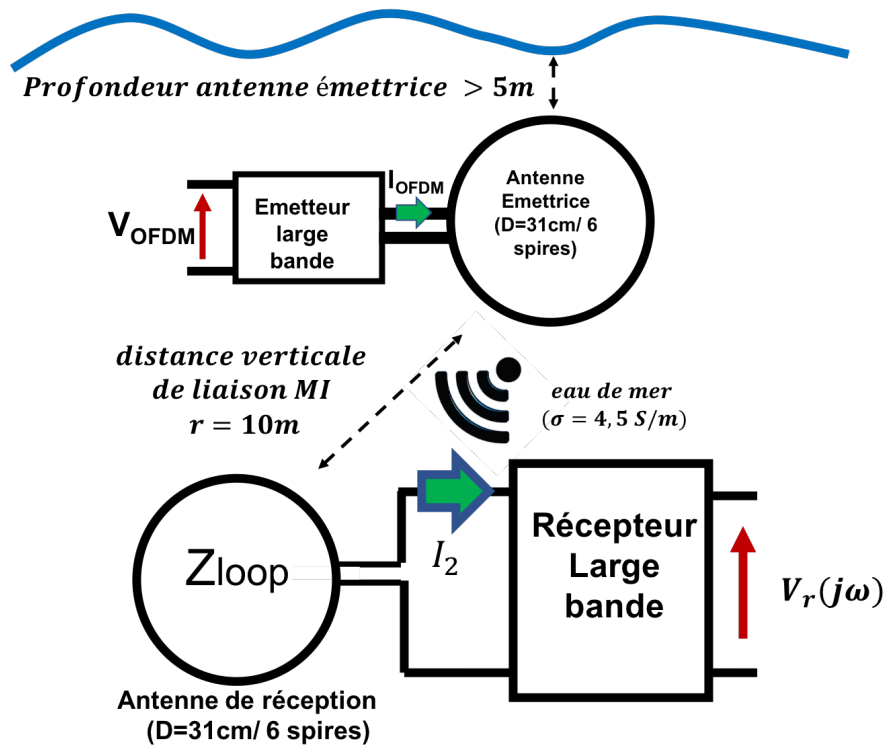


Figure 4-23. Schéma du modèle de simulation de la liaison MI à large bande

Le bruit dans le canal de transmission a été modélisé par des bruits blancs gaussiens [206] (cf. chapitre 2) comme décrits dans la littérature [92] [98] [183]. Nous avons ajouté à ces contributions de bruit, un bruit blanc gaussien modélisant l'ensemble des bruits électroniques introduits par les composants. La DSP équivalente de ces sources (DSP_{El}) a été évaluée à environ $0,1fW/Hz$ à l'aide des documentations constructeurs. Ce bruit équivalent correspond à la somme quadratique majorée des puissances des densités de bruits en tension ou courant ($<10nV/\sqrt{Hz}$ ou $<10pA/\sqrt{Hz}$ ³⁸) [204] des différents étages du récepteur (étage de réception TIA, NIV, amplificateurs, ...). Les bruits ambiants anthropogéniques non gaussiens ont été négligés dans cette analyse car ils sont très dépendants du site d'installation et difficiles à quantifier a priori. Avec toutes ces considérations, le rapport signal sur bruit s'exprime finalement par :

$$\left\{ \begin{array}{l} SNR = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{Lk}}{\sqrt{P_{nAtmo}^2 + P_{nTh}^2 + P_{nEl}^2}} \right) \\ P_{nTh} = K_b \cdot T_0 \cdot B_{wn} \\ P_{nAtmo} = K_b \cdot T_a \cdot B_{wn} = P_{nTh} \cdot \frac{T_a}{T_0} \\ P_{nEl} = DSP_{El} \cdot B_{wn} \end{array} \right. , \quad (4.75)$$

³⁸ Exemple de composants utilisés dans le circuit récepteur : OPA1S2384, INA116, ...
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa1s2384.pdf?ts=1591798115448&ref_url=https://www.ti.com/product/OPA1S2384

où P_{nTh} est la puissance du bruit thermique engendrée par les résistances intrinsèques de l'antenne réceptrice et la résistance équivalente de la charge à température ambiante ($T_0 = 290K$); P_{nAtmo} la puissance du bruit atmosphérique, exprimée grâce à la température équivalente de bruit T_a , qui est de l'ordre de 80dB à 5m de profondeur en eau de mer (nous nous sommes basés sur la valeur à 100kHz des recommandations du CCIR/ITU en zones rurales Européennes [181], que nous avons majorée); P_{nEl} la puissance équivalente des bruits engendrés par l'électronique du récepteur; K_b et B_{wn} respectivement la constante de Boltzmann et la bande passante utilisée par le signal utile.

Remarquons que dans le cas d'une modulation OFDM, il est judicieux de considérer le rapport signal à bruit relatif à chaque sous-porteuse. En effet, chacune d'elles, modulée en bande étroite, transporte un fragment de l'information globale pour lequel un BER peut être évalué. Ce BER est estimé à l'aide du rapport signal à bruit relatif à la plage de fréquence occupée par la sous-porteuse considérée. Ainsi, dans l'équation (4.75), la bande passante utile (B_{wn}) n'est plus la plage de fréquence globale, mais uniquement celle utile à la sous-porteuse considérée. La puissance P_{Lk} est alors la puissance reçue par le récepteur relatif à cette sous-porteuse et est égale à la puissance totale reçue par la charge (P_L) dans toute la plage de fréquence, divisée par le nombre de sous-porteuses ($P_{Lk} \approx \frac{P_L}{N_{sp}}$). Nous verrons par la suite que la modulation OFDM/QPSK cohérente offre un compromis optimal pour notre application avec une largeur de bande de $B_{wn} = 3kHz$ et 36 sous-porteuses ($N_{sp} = 36$). Cette configuration nous permet alors d'améliorer considérablement le SNR obtenu. Les courbes de la figure 4-24 et 4-25 représentent les résultats de simulation. Elles nous permettent d'évaluer et de comparer différents paramètres de transmission en considérant i) la charge du circuit récepteur parfaitement adaptée (cf. figure 4-24), puis ii) avec une erreur d'adaptation de 10% (cf. figure 4-25). Ces courbes font apparaître :

- le gain de transmission en puissance globale $\left(G_{cp}(f) = 10 \log \left(\frac{P_{RX}}{P_{TX}} \right) \right)$;
- le gain de transmission en puissance sur la charge $\left(G_{cl}(f) = 10 \log \left(\frac{P_L}{P_{TX}} \right) \right)$;
- le gain de transmission en courant $\left(G_I(f) = 20 \log \left(\frac{I_2}{I_1} \right) \right)$;
- le gain de transmission en tension $\left(G_V(f) = 20 \log \left(\frac{V_r}{V_{OFDM}} \right) \right)$;
- le rapport signal sur bruit SNR pour chaque fréquence sur une bande utile de 3kHz ;
- le gain de transmission ($G_E(f)$), du modèle de propagation du champ électrique décrit dans le chapitre 3, afin de comparer la transmission MI avec la transmission EM.

Lorsque les réactances des circuits émetteurs et récepteurs sont idéalement compensées dans la plage de fréquence (cf. figure 4-24), nous remarquons que :

- le gain de transmission en puissance sur la charge (G_{CL}) de l'ordre de -90dB est quasiment constant sur la plage de fréquence 30 kHz – 100 kHz. On note juste une légère variation de - 0,03dB/kHz. (-93dB à 10kHz et -90dB à 100kHz) ;
- le gain de transmission de puissance globale (G_{CP}) est aussi quasiment constant sur la plage de fréquence (minimum de -87,52dB à 30kHz , maximum de -87,12dB à 100kHz). Il est supérieur de 3dB au gain G_{CL} , ce qui est normal car la résistance de charge a été adaptée et choisie égale à la résistance d'entrée ($R_{IN} \approx R_{wires}$) ;
- le gain en courant (G_I) varie de -86dB à 30kHz à -77,6dB à 100kHz soit une variation moyenne de 0,12dB/kHz ;
- le gain en tension (G_V) décroît légèrement avec la fréquence en passant de -3,7dB à 30kHz à -5,4dB à 100kHz, soit une décroissance moyenne de -0,024dB/kHz ;
- le rapport signal sur bruit (SNR) augmente de manière quasi-linéaire avec la fréquence, pour passer de 6,8dB à 10kHz à 24,1dB à 100kHz, soit une variation moyenne de 0,19dB/kHz. Sur la plage de fréquence de 30kHz à 100kHz, ce rapport reste supérieur à 17,5dB ;
- le gain du modèle de propagation du champ électrique (G_E) développé dans le chapitre précédent est supérieur à celui du modèle magnéto-inductif (G_{CP}), pour toutes les fréquences inférieures à 56kHz. Il semble donc plus avantageux d'utiliser une technique favorisant l'utilisation du champ électrique pour les faibles fréquences.

Le déphasage (non représenté sur la figure 4-24) entre la tension reçue (V_r) et la tension d'alimentation de la boucle émettrice (V_{OFDM}) est alors constant et nul car V_r est délivrée par un intégrateur qui compense le déphasage entre les courants (I_2 et I_1) qui vaut 90° . Notons que nous avons ici négligé le bruit de phase introduit par l'équation 4.69, une simulation spécifique à l'étude de ce bruit est présentée dans la suite (cf. figure 4.29).

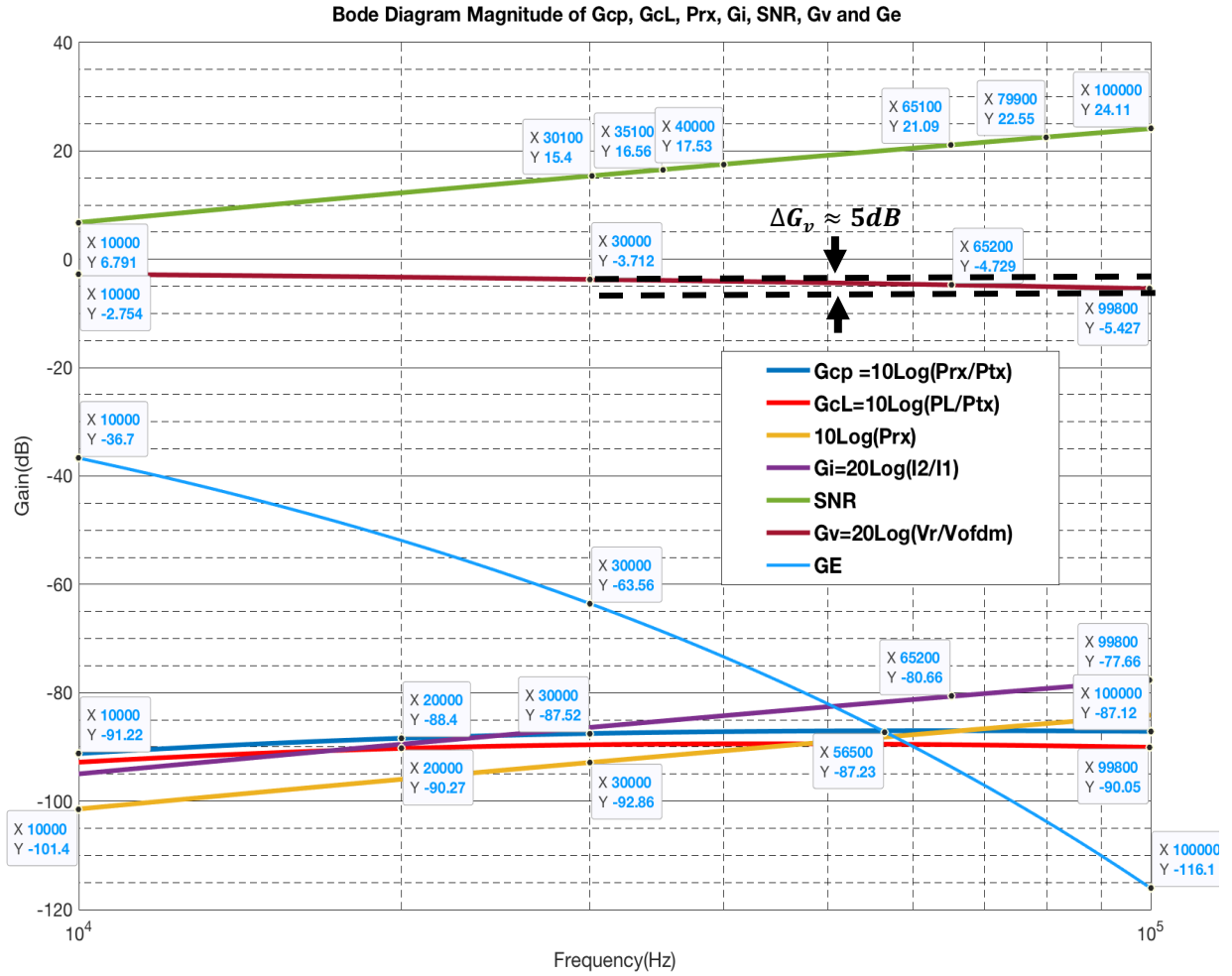


Figure 4-24. Diagrammes de gains de la liaison magnéto-inductive intégrant les dispositifs d'élargissement de bande émetteur et récepteur idéalement adaptés (distance $r=10m$).

Pour la bande de fréquences allant de 30kHz à 100kHz, nous constatons donc que pour une compensation parfaite des inductances, les conditions semblent réunies pour utiliser une modulation OFDM. Dans le cas où l'inductance de la bobine n'est pas idéalement compensée ($\frac{R_4 \cdot C}{R_3} = L_{SS} \pm 10\%$) (cf. figure 4-25), sur la plage utile, nous remarquons que :

- l'ensemble des gains est inférieur de 10dB minimum par rapport à une adaptation idéale et un déphasage apparaît entre les courants primaires et secondaires ;
- le gain de transmission de puissance globale (G_{cp}) varie de -0,12dB/kHz (maximum à -96dB à 10kHz et minimum -107,8dB à 100kHz) ;
- le gain de transmission en puissance sur la charge (G_{cl}) varie de -0,14dB/kHz (maximum à -97dB à 10kHz et minimum -110dB à 100kHz) ;
- Le gain en courant (G_I) varie également négativement en passant de -99dB à 10kHz à -104dB à 100kHz, soit une variation moyenne de -0,05dB/kHz ;
- le gain en tension (G_V) présente une atténuation bien supérieure par rapport à une adaptation idéale en passant de -7,7dB à 10kHz à -28dB à 100kHz, soit une variation à un taux moyen de -0,22dB/kHz ;
- la variation du déphasage (sans bruit) entre les tensions V_r et V_{OFDM} est d'environ 20° sur la plage 30kHz à 100kHz. Cette variation est identique pour les courants qui restent déphasés de 90° l'un par rapport à l'autre ;
- Le rapport signal sur bruit en amplitude se dégrade de manière importante avec une perte de presque 15dB sur la bande de fréquences de 30kHz à 100kHz. Il s'agit d'étudier soigneusement l'influence de ce bruit sur le schéma de modulation envisagée.

Notons que dans ce cas-là, la variation du gain en tension du signal (G_V) reste inférieure à 13 dB sur la plage de 30kHz à 100kHz (cf. figure 4.25) avec un niveau de tension variant de $10^{-15/20} \approx 0,177V$ à 30kHz à $10^{-28/20} \approx 39,8mV$ à 100kHz. Cette variation d'amplitude nécessite une égalisation adaptative complémentaire pour les différentes fréquences des sous-porteuses d'un signal OFDM. Nous remarquons également que l'avantage de l'utilisation de la technique MI par rapport à la technique EM favorisant l'utilisation du champ électrique décroît dans cette configuration. En effet, nous constatons que le point d'intersection des gains respectifs de ces méthodes (G_E vs G_{cp}) se décale vers les hautes fréquences (au voisinage de 90kHz). Sur cette même plage de fréquence, la variation du déphasage de 20° engendre un bruit de phase supplémentaire au voisinage de chaque sous-porteuses du signal reçu. Il nous faut quantifier précisément ce bruit de phase afin d'étudier son influence sur le rapport signal à bruit pour choisir la modulation M-aire la plus adaptée.

4 - Systèmes de transmissions numériques magnéto-inductifs

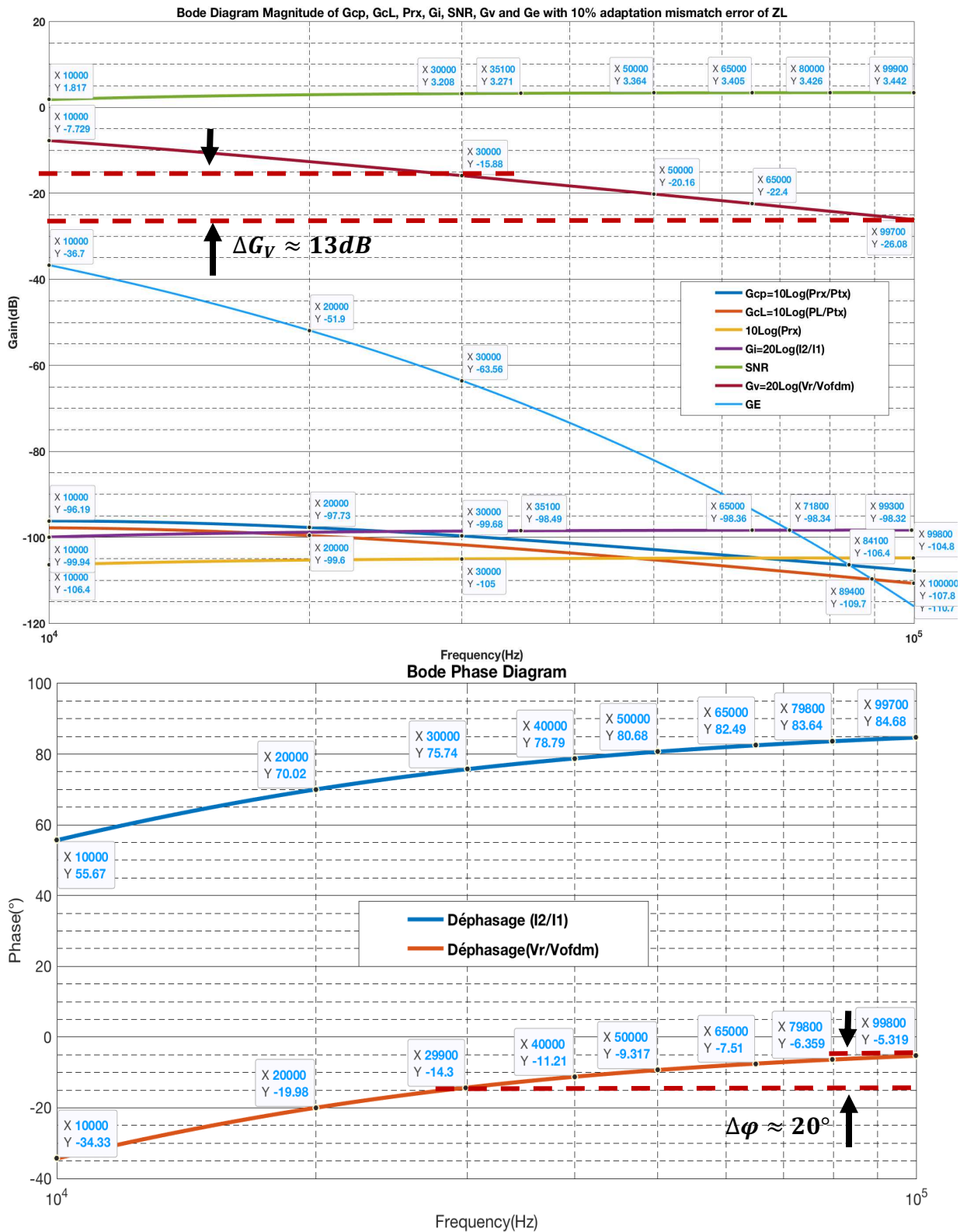


Figure 4-25. Diagramme de Bode de la liaison magnéto-inductive intégrant les dispositifs d'élargissement de bande émetteur et récepteur, présentant une erreur d'adaptation de 10% de la partie imaginaire (distance $r=10\text{m}$).

La figure 4.26 représente l'évolution du gain en courant (G_I) en fonction de la distance et de la fréquence pour la même qualité d'adaptation d'impédance. Ce gain semble relativement constant sur toute la plage de fréquence et quelle que soit la distance. D'autre part, sa variation diminue avec la distance entre les antennes (-20dB entre 5m et 10m et -10dB entre 10m et 15m). Nous remarquons que même à des distances de 15m, ce gain laisse envisager une portée de transmission plus importante. Cette hypothèse doit être confrontée à l'étude du bruit.

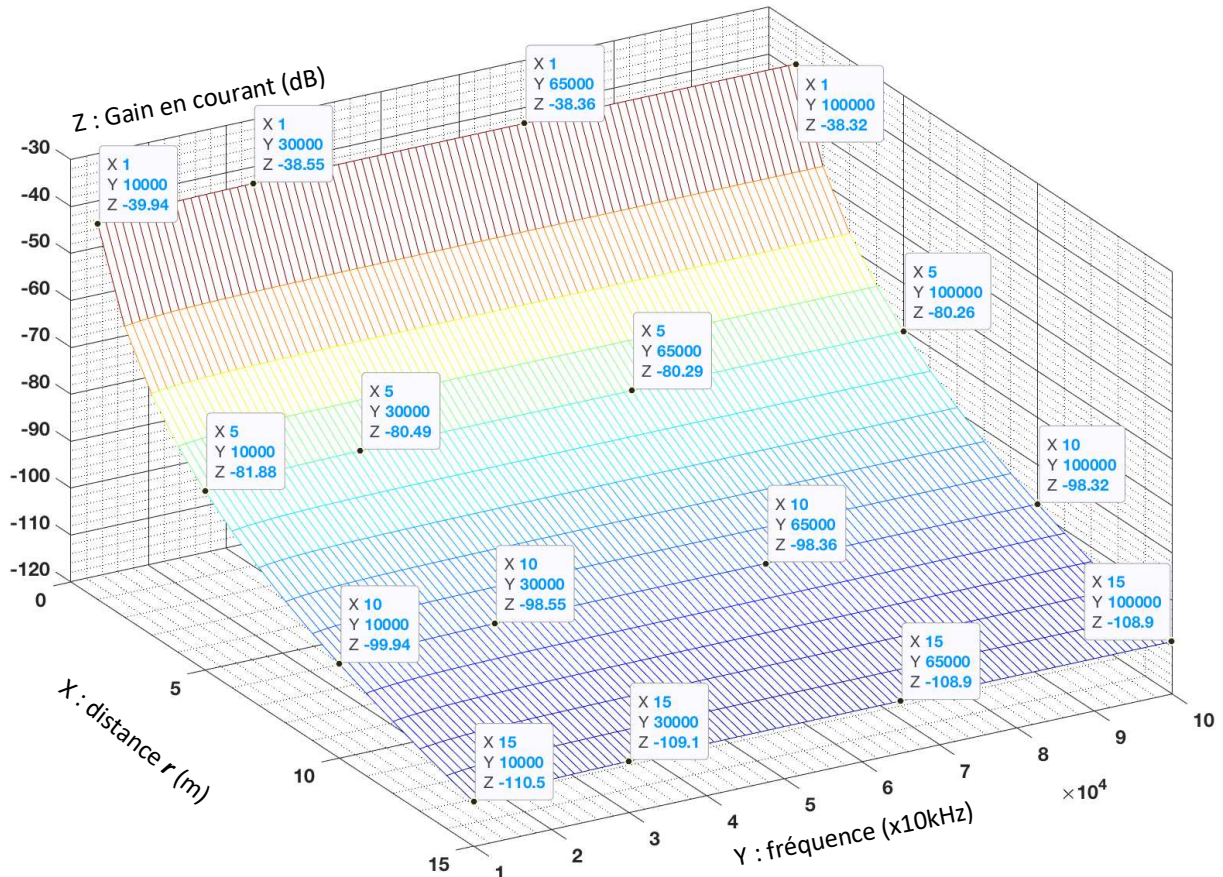


Figure 4-26. Gain en courant (G_I) en fonction de la distance et de la fréquence avec une charge présentant une erreur d'adaptation de 10% de la partie imaginaire.

Les niveaux de bruits varient également considérablement avec la distance de transmission. La figure 4-27, représente l'évolution du rapport signal sur bruit en puissance en fonction de la distance (entre 1m et 15m) et de la fréquence. Nous constatons que le SNR en puissance décroît avec la distance pour passer des valeurs voisines de 60dB à une distance de transmission de 1m à des valeurs négatives (~ -7 dB) pour des distances de transmission de 15m. Notons toutefois que ces rapports signal à bruit sont ici calculés en considérant les puissances de bruits (P_{nEI}) engendrés par les circuits électroniques qui dépendent fortement de la technologie des composants envisagés. Ainsi, dans les mêmes conditions d'adaptation, le SNR peut être considérablement augmenté (> 20 dB) si ces bruits d'origines électroniques étaient idéalement supprimés, comme le montrent les résultats de simulation de la figure 4-28, réalisée pour des distances de 5m, 10m et 15m en considérant $P_{nEI} = 0 \text{ W/Hz}$.

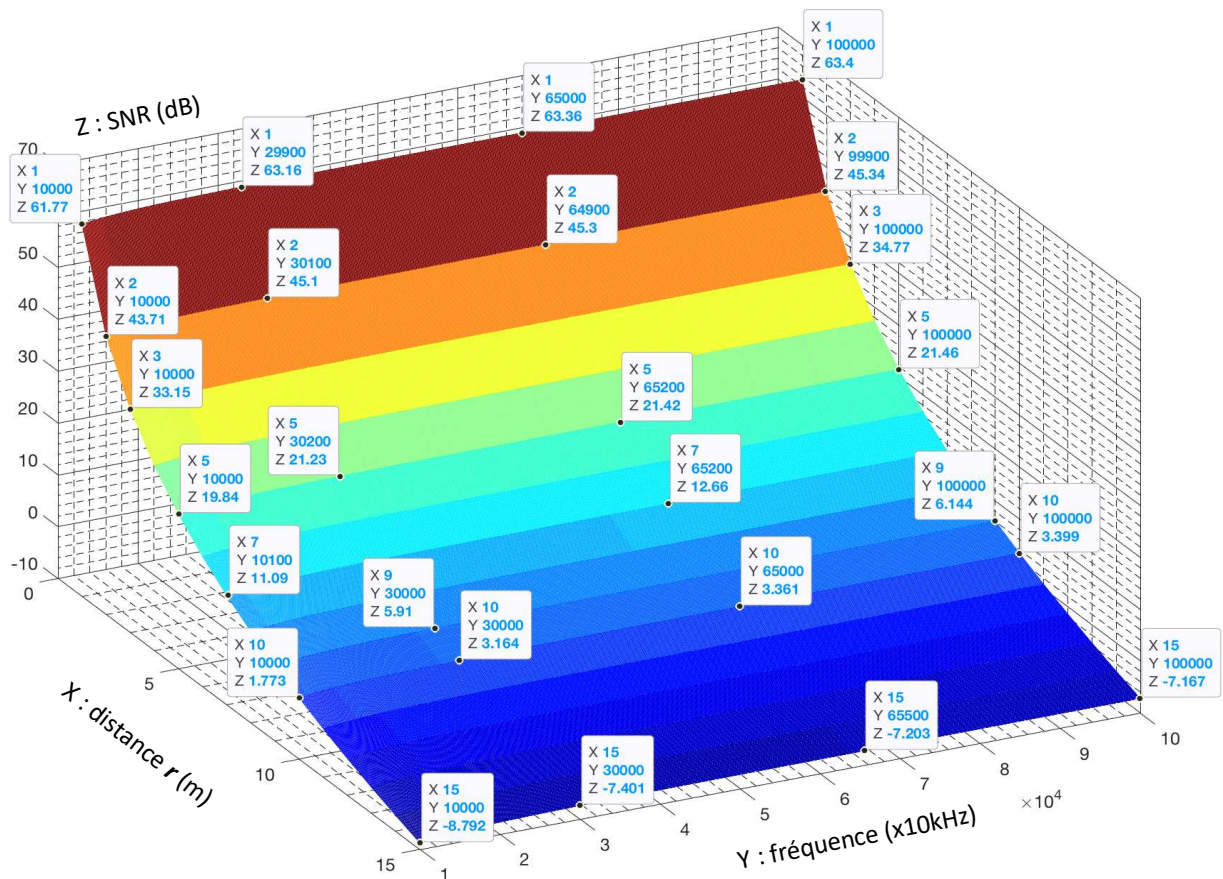


Figure 4-27. Simulation du SNR en puissance en fonction de la distance et de la fréquence sur charge mal adaptée (10% d'erreur de Lss) ($B_{wn}=3\text{kHz}$).

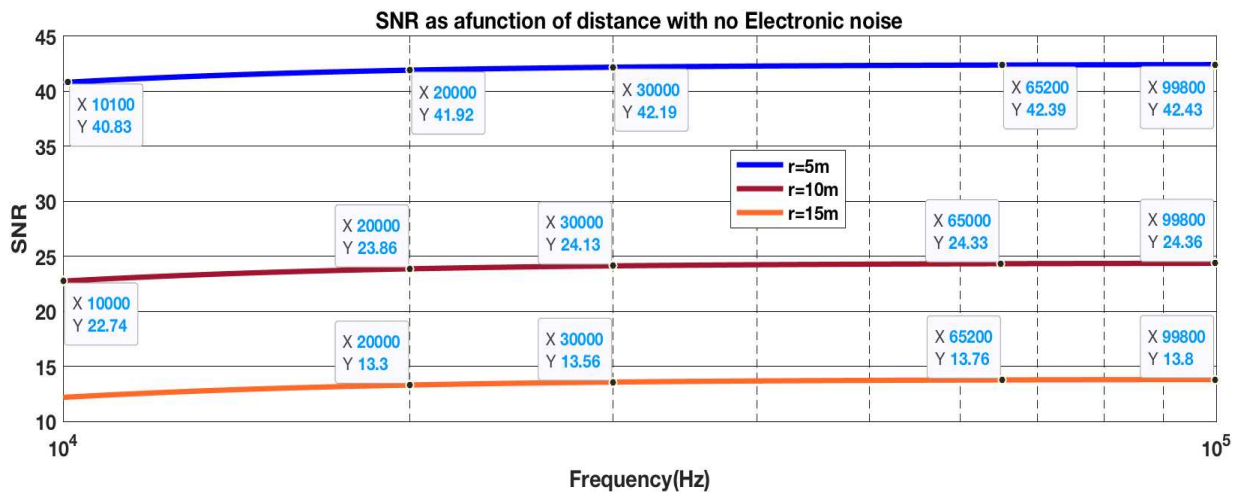


Figure 4-28. Simulation du SNR sans sources électroniques ($P_{neI} = 0$) sur charge mal adaptée (10% d'erreur de Lss) en fonction à différentes distances.

Nous avons également étudié et simulé le rapport signal sur bruit de phase. Le bruit de phase s'évalue en prenant en compte d'une part, la variation de phase engendrée par une désadaptation d'impédance, et d'autre part en considérant la relation 4.69 qui relie la tension d'entrée du récepteur (V_R) à la tension de consigne de modulation (V_{OFDM}) et aux différents bruits engendrés par le système.

- Le premier terme, relatif à l'imperfection de l'adaptation d'impédance, s'évalue en s'appuyant sur les résultats de simulation précédents. Nous maximiserons ce terme, en prenant une valeur d'environ $1,5^\circ/\text{kHz}$ qui correspond à la variation de déphasage au voisinage du point où la désadaptation est la plus forte (10kHz).
- le second terme est relatif à l'ensemble des bruits de transmission et induits par les circuits électroniques au niveau du récepteur. Ils sont contenus dans la partie imaginaire de la tension $V_r(j\omega)$ (cf. équation 4.69). Le niveau de bruit de phase s'obtient en évaluant l'argument de cette tension :

$$\left\{ \begin{array}{l} n\varphi_{V_r}(j\omega) = \text{Arctan}\left(\frac{n(j\omega)}{M \cdot \omega \cdot V_{OFDM}}\right) \\ \text{avec :} \\ n(j\omega) = n_{eq}(j\omega) + n_s(j\omega) \\ \text{où :} \\ n_{eq}(j\omega) = V_{nAtmo} + V_{nTh} \\ V_{nAtmo} \approx \sqrt{4 \cdot K_b \cdot T_a \cdot B_{wn} \cdot R_{rad}} \\ V_{nTh} \approx \sqrt{4 \cdot K_b \cdot T_0 \cdot B_{wn} \cdot R_t} \\ \text{et :} \\ n_s(j\omega) \approx 100\text{nV}\sqrt{\text{Hz}} \approx 100 \cdot 10^{-9} \sqrt{B_{wn}} \end{array} \right. \quad (4.76)$$

Les termes V_{nAtmo} et V_{nTh} représentent les sources équivalentes de bruits en tension atmosphériques et thermiques induits dans les enroulements de l'antenne réceptrice. Bien que la résistance équivalente radiative de cette bobine réceptrice soit usuellement négligée du fait de la très faible influence du courant induit dans le modèle du transformateur, elle constitue ici un élément générateur permettant de collecter et de convertir en tension les bruits atmosphériques ambiants. Le terme $n_s(j\omega)$ permet de prendre en compte les bruits en tension produits par les différents composants électroniques (cf. *data sheet* des constructeurs). Comme précédemment nous ne considérerons le bruit que dans la bande de fréquence utile à la transmission de chaque sous-porteuse ($B_{wn}=3000\text{Hz}$).

Le résultat de simulation du bruit de phase est donné figure 4-29 toujours dans le cas d'une charge mal adaptée (10% d'erreur de Lss). Nous constatons que le bruit de phase décroît quand la fréquence augmente et n'excède pas $n\varphi_{V_r} = 6^\circ$ sur toute la plage de fréquence utile [30kHz-100kHz]. Nous remarquons aussi que le bruit de phase au voisinage de chaque sous-porteuse augmente avec la distance pour passer de $4,5^\circ$ (@1m et 100kHz) à 6° (@15m et 100kHz).

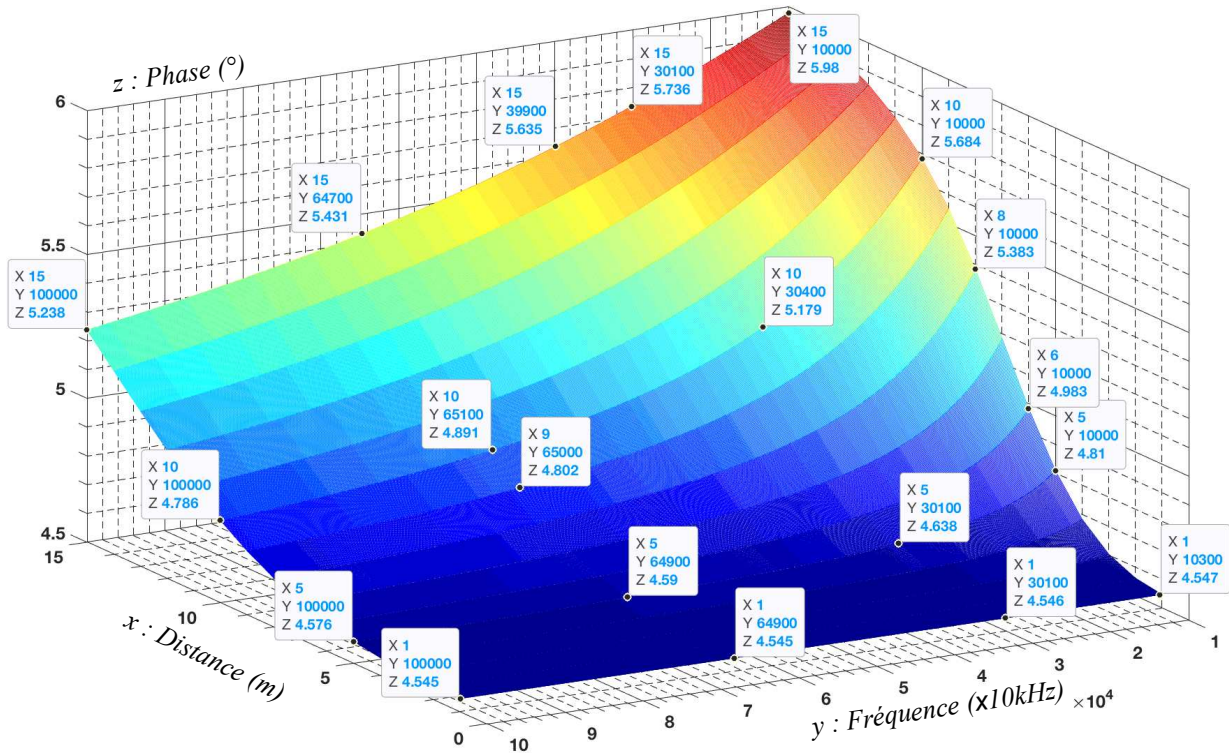


Figure 4-29. Simulation du bruit de phase au voisinage de chaque sous-porteuse du signal V_r pour des distances de transmission r variant entre 1m et 15m ($B_{wn}=3\text{kHz}$ et $V_{OFDM} = 1V$).

Pour un schéma de modulation des sous-porteuses de type m-PSK, la distance séparant deux états de phases successifs de la constellation est $\Delta\varphi_m = \frac{2\pi}{m}$. Le bruit de phase que nous obtenons nous permet donc d'envisager une modulation dont le nombre de points est limité par la marge de bruit :

$$\begin{cases} \Delta\varphi_{m_{max}} = \frac{360}{m_{max}} > 2 \cdot n\varphi_{Vr} = 12^\circ \\ \Rightarrow m_{max} < 30 \end{cases} \quad (4.77)$$

Une modulation 16-PSK serait envisageable si l'on ne tenait compte que de cette marge de phase. Ceci conduirait donc à une efficacité spectrale voisine de 4b/s/Hz, permettant d'obtenir un débit théorique maximal de l'ordre de 270kbps avec une modulation OFDM de 45 sous-porteuses sur la bande de fréquences [30kHz, 100kHz]. Cette analyse, nous permet donc d'envisager sereinement l'utilisation d'une modulation OFDM à 36 sous-porteuses modulées en QPSK, afin d'atteindre le débit escompté de 80kbps. Toutefois les niveaux de bruits en amplitude constituent une limite importante qui impliqueront une conception soignée du récepteur et du choix des composants pour réaliser une telle liaison magnéto-inductive.

4.3.3 Réalisation d'un MODEM magnéto-inductif à haut débit

Pour établir une liaison magnéto-inductive à haut débit, il est nécessaire d'intégrer les fonctions d'émission/réception étudiées précédemment dans un MODEM. Nous avons donc recherché et développé l'architecture d'un tel système permettant de réaliser des essais destinés à valider une partie significative de nos travaux.

4.3.3.1 Fonctionnalités et architecture système

Le système de transmission MI que nous avons conçu est destiné à transmettre des flux vidéo sous-marins. Il doit être autonome en énergie. En outre, notre approche consistait à créer un dispositif permettant d'explorer plusieurs configurations de tests, pour choisir une structure et des réglages optimaux. Nous avons donc opté pour la conception d'un prototype de MODEM polyvalent dont la configuration est modulable et permet de modifier les gains, les schémas de modulations OFDM et les bandes de fréquences (dans la gamme de 1kHz à 100kHz). Notre prototype intègre les fonctions suivantes :

- un émetteur asservi en courant et implémentant le correcteur à compensation de pôle pouvant émettre avec une grande puissance (jusqu'à 100W crête), une dynamique de 36V avec un *slewrate* de 4V/ μ s. La charge, couplée par deux condensateurs série (180nF/2000V), est connectée sur un pont en H configurable en demi-pont, dont chaque bras est une sortie d'amplificateur linéaire de classe AB conçu spécialement pour cette application. Le courant de charge est prélevé par une résistance de *shunt* de haute précision (0,01%) et d'un circuit amplificateur très faible bruit associé à un filtre à double cellule de Butterworth d'ordre 4 limitant la bande utile entre 1kHz et 100kHz ;
- deux étages de réception. Le premier, construit autour d'un étage haute impédance, destiné à mettre en œuvre une liaison par champ électrique en bande étroite. Le second, destiné à mettre en œuvre une liaison magnéto-inductive, construit autour d'un circuit de réception en courant à très faible impédance de charge (calibrée par résistance de précision) avec une compensation d'impédance de boucle et utilisant un amplificateur de transimpédance (cf. figure 4-22). Ces deux étages d'entrée utilisent des composants très faibles bruits optimisés sur la bande utile ;
- un étage d'amplification à gain programmable (PGA), piloté par le circuit modulateur/démodulateur numérique OFDM, qui permet d'adapter l'amplitude les signaux reçus ;
- un modulateur/démodulateur numérique OFDM programmable, ayant une entrée/sortie de modulation analogique différentielle et intégrant un circuit d'égalisation. Ce circuit intègre deux cœurs ARM-CORTEX-M4 disposant des fonctionnalités de DSP³⁹

³⁹ DSP : « Digital Signal Processor », les fonctions de Fetching permettent d'optimiser les calculs de sommes de produits de facteurs

(fetching). L'un des cœurs étant disponible pour l'implémentation d'une pile de protocole réseau entièrement configurable ;

- un bus de communication vers le processeur d'application externe au MODEM (USART - liaison série 230kbps).

L'architecture du MODEM est donnée figure 4-30, il est réalisé sur carte mère de dimension $L \times l \times h = 10 \times 8 \times 3 \text{ cm}^3$. Nous avons routé ce design sur un PCB⁴⁰ à 6 couches (cf. annexe 2). Une face est dédiée aux composants de puissances et organes de réglages (cf. photographie 4.31(a)) tandis que l'autre face (cf. photographie 4.31(b)) est réservée aux circuits de traitement du signal (Modulateurs, amplificateurs du récepteur, préamplificateurs...). La carte communique avec une carte externe d'application (de type Raspberry Pi, Arduino ou autres systèmes industriels propriétaires) via une interface série (USART). Les antennes se connectent sur des borniers capables de supporter 8A crêtes. L'ensemble est intégré dans un boîtier étanche et alimenté par 6 batteries rechargeables de 7,2V.

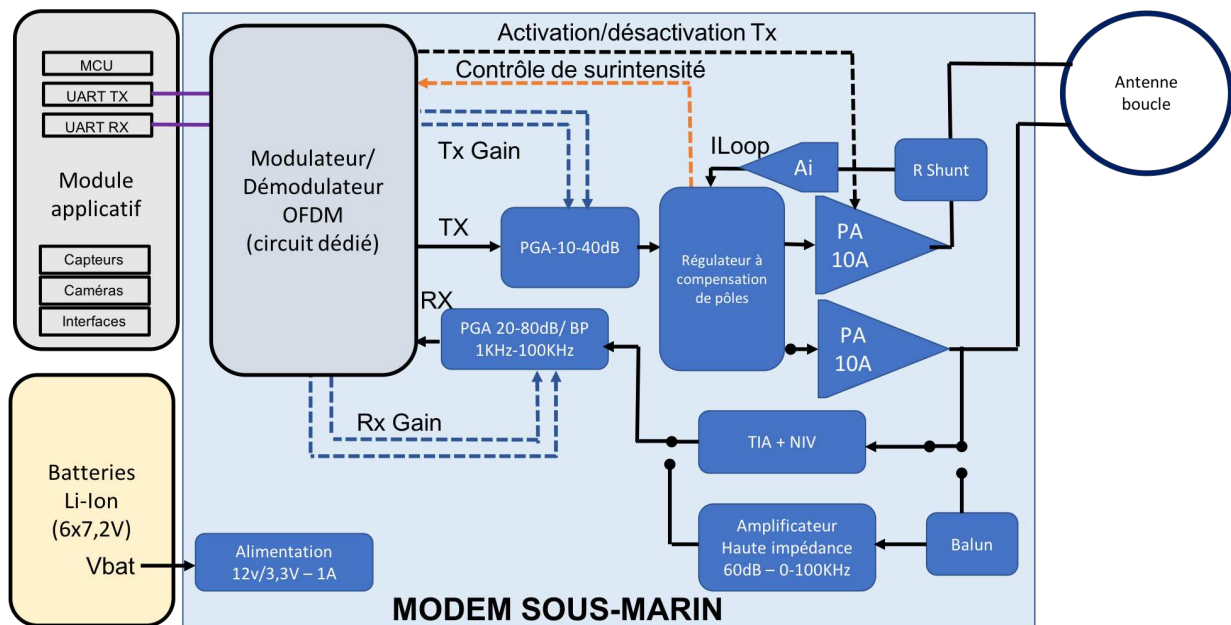


Figure 4-30. Architecture globale du MODEM Large Bande polyvalent

⁴⁰ PCB : « Printed Circuit Board » (circuit imprimé)

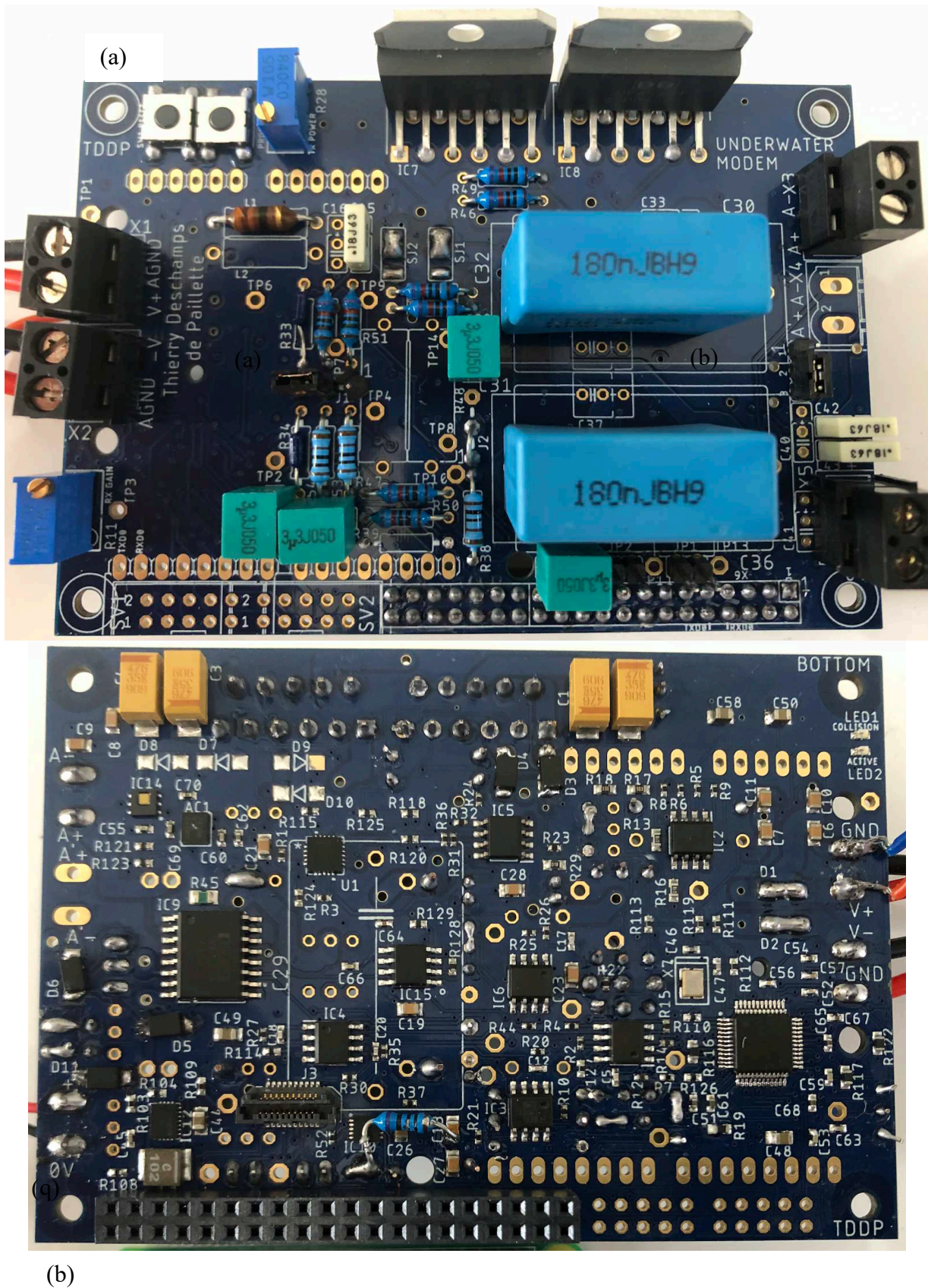


Figure 4-31. Photographies du prototype du MODEM EM/MI large bande polyvalent (a) vue de dessus (puissance) (b) et vue de dessous (traitement du signal).

4.3.3.2 Paramètres de modulation OFDM

Nous avons estimé qu'une technique de modulation à porteuses multiples (OFDM) pouvait permettre d'obtenir le débit souhaité de 80kbps dans la plage de fréquence envisagée [30kHz-100kHz]. La technique de modulation OFDM permet de compenser partiellement les irrégularités, de la fonction de transfert et de bruit, du canal de transmission, en considérant qu'au voisinage d'une sous-porteuse la phase et le gain varient faiblement. Ainsi, plus la technique de modulation d'une sous-porteuse présente une bande étroite, plus cette approximation devient valide. Malheureusement, plus la bande est étroite, plus l'efficacité spectrale est élevée, à débit constant, et plus le rapport signal à bruit diminue entraînant des risques d'erreur accrus [207][208][209]. D'après ces mêmes travaux, le schéma de modulation OFDM / QPSK est l'un des plus robustes lorsque le canal est bruité. Nous avons donc opté pour ce type de modulation. Reste à déterminer le nombre (N_{sp}) de sous-porteuses nécessaires et l'efficacité spectrale envisageable (en fonction du rapport signal à bruit) nous permettant d'obtenir le débit binaire souhaité.

En supposant que chaque sous-porteuse soit modulée en QPSK (efficacité spectrale de 2b/s/Hz) avec un rythme binaire $T_b \approx 330\mu s$, un débit d'environ 3kbps [210] peut être atteint. Cependant, afin de limiter les risques d'interférences entre sous porteuses, il est d'usage de disposer d'un intervalle de temps entre chaque symbole à transmettre. Cet *intervalle de garde* (ou *préfixe cyclique*), noté T_g , doit permettre de s'affranchir des perturbations liées à l'étalement des temps de propagation engendrés par les divers échos ou chemins multiples. En utilisant l'équation 3.26, le temps mis par le champ EM pour parcourir une distance de 1000m en eau de mer ($\sigma = 4,5s/m$) est d'environ $30\mu s$, nous avons fixé un intervalle de garde à $60\mu s$. Ainsi, en insérant ce préfixe cyclique suivi de 2 bits successifs de durée $T_b = 300\mu s$, nous obtenons la durée de transmission totale d'un symbole ($660\mu s$). La fréquence de transmission d'un symbole ($f_s = \frac{1}{nT_b + T_g}$) est donc de 1515Hz. A cette fréquence de transmission, chaque sous-porteuse présente alors un lobe principal de largeur $BP_k = 2f_s = 2/(nT_b + T_g)$ soit environ $3030Hz$ [210] qui permet donc d'obtenir le débit binaire souhaité de 3kbps. En considérant notre plage de fréquences utilisable [30kHz, 100kHz], nous disposons donc d'un canal de largeur de bande totale de 70kHz, dans lequel nous pouvons équirépartir de nombreuses sous-porteuses [210]. Nous avons finalement disposé 36 sous-porteuses espacées de 1515Hz modulées en QPSK, sur une plage de fréquences allant de 35kHz à 90kHz pour atteindre un débit effectif maximum d'environ 108kbps ($36 \times 3kbps$).

Le circuit de modulation/démodulation que nous avons utilisé⁴¹ a été configuré pour numériser les signaux analogiques et les traiter (Filtrage numérique, FFT/IFFT⁴²...) à une fréquence de 400ksps avec une résolution de 16bits. Chaque sous-porteuse reçue est filtrée de

⁴¹ Référence du constructeur : MAX79356-ZENO (MAXIM Integrated)

⁴² FFT/IFFT : Fast Fourier Transform / Inverse FFT

manière à limiter les effets perturbateurs des lobes secondaires et à amplifier l'énergie contenue dans le lobe principal. En outre, l'amplificateur d'entrée dispose d'une fonction d'égalisation à CAG qui utilise d'une part, la détection d'enveloppe et d'autre part, un algorithme intégré d'estimation de sélection en fréquence du canal. Cette dernière technique nécessite de dédier quelques sous-porteuses à la transmission de signaux de références destinées à réaliser cette égalisation (par interpolation). Notons que ces porteuses pilotes permettent également de réaliser la synchronisation de phase (à l'aide de PLL⁴³) nécessaire à une démodulation cohérente et de limiter les effets de « Jitter » ou CFO⁴⁴ qui altèrent le taux d'erreur [211]. Nous avons choisi d'équirépartir 3 sous-porteuses pilotes sur toute la plage de fréquences utilisée (48,75kHz, 62,5kHz et 76,25kHz) avec un symbole de référence de durée $2.T_b$ (valant $(10)_2$). Sur les 36 porteuses, il ne nous en reste donc que 33 pour la transmission des données utiles, limitant alors le débit effectif maximum à environ 99kbps.

Afin d'évaluer les performances d'une telle modulation OFDM, il faut déterminer son BER. Plusieurs modèles de simulation [207][208][212][213] permettent d'évaluer le BER d'un signal modulé avec un schéma OFDM m-PSK en fonction du rapport signal à bruit par bit $(E_b/N_0)_{dB}$. Ce rapport, exprimé en décibels, peut être évalué en estimant l'énergie nécessaire à la transmission d'un bit (E_b) par rapport à la densité spectrale de bruit (N_0) contenue dans le lobe principal d'une sous-porteuse [213]:

$$\left\{ \begin{array}{l} E_b \approx P_{Lk} \cdot T_b \\ N_0 \approx \frac{P_{bruit}}{BP_k} \\ P_{bruit} = \sqrt{P_{nAtmo}^2 + P_{nTh}^2 + P_{nEl}^2} \\ P_{Lk} \approx \frac{P_L}{N_{sp}} \\ \Rightarrow \frac{E_b}{N_0} \approx \frac{P_{Lk}}{P_{bruit}} T_b \cdot BP_k \approx \frac{P_L}{N_{sp} \cdot P_{bruit}} T_b \cdot BP_k \end{array} \right. , \quad (4.78)$$

$$\Rightarrow \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{dB} \approx 10 \log \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \approx SNR + 10 \log(T_b \cdot BP_k) \approx SNR + 10 \log(3 \cdot 10^{-4} \cdot 3 \cdot 10^3)$$

$$\Rightarrow \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{dB} \approx SNR - 0,46dB$$

où P_{Lk} est la puissance transportée par chaque sous-porteuse reçue ; P_{bruit} la puissance cumulée de toute les sources de bruit sur la bande de fréquences utile (limitée au lobe principal d'une sous-porteuse $B_{wn} = BP_k$ dans l'équation 4.75) ; et SNR le rapport signal à bruit simulé

⁴³ PLL : « Phase Locked Loop » : Boucle à verrouillage de phase

⁴⁴ CFO : «residual Carrier Frequency Offset» : Caractéristique des erreurs de synchronisations de fréquences.

précédemment. Dans le cas d'une adaptation d'impédance idéale du récepteur, nous avons estimé que le SNR était supérieur à 17,5dB sur toute la plage de fréquences utile allant de 30kHz à 100kHz. Dans ces conditions le rapport signal à bruit par bit sera toujours supérieur à 17dB ($\approx 17,5\text{dB} - 0,46\text{dB}$). D'après les différents modèles d'évaluation du BER d'une modulation OFDM-QPSK cohérente, un tel S/B permet d'atteindre un BER extrêmement faible, inférieur à 10^{-7} [213] [214]. Au regard de cette analyse, nous avons estimé qu'il serait envisageable d'utiliser un schéma de modulation 8-PSK ou 16-PSK afin d'augmenter le débit jusqu'à atteindre les 200kbps, sans trop dégrader le BER. Lorsque la condition d'adaptation d'impédance du circuit récepteur n'est plus satisfaite, le SNR peut devenir très faible ($< 4\text{dB}$), et engendrer un taux d'erreur élevé (de l'ordre de 0,05) [213] [214]. Le taux d'erreur se dégrade aussi fortement lorsque la distance augmente ($r > 15\text{m}$) même lorsque l'adaptation d'impédance est idéalement réalisée.

Les caractéristiques de la modulation OFDM sont regroupées dans le tableau 4.3. Compte tenu de la précision du synthétiseur de fréquence du circuit de modulation OFDM qui intègre une PLL à diviseur numérique, les sous-porteuses ont une largeur de 1519Hz (et non 1515 Hz) et le temps de transmission d'un symbole est d'environ 658 μs (et non 660 μs).

TABLEAU 4-3. CARACTERISTIQUES DE LA MODULATION OFDM

<i>Paramètre</i>	<i>Valeur</i>
Bande de fréquence	35,9375kHz – 90,625kHz
Nombre de sous-porteuses	36
Espacement entre sous-porteuses	1519Hz
Schéma de modulation des sous-porteuses	QPSK Cohérente
Nombre de sous-porteuses pilotes	3 (49,6kHz, 63,28kHz et 76,95kHz)
Symbole pilote en code binaire	10
Préfixe cyclique (intervalle de garde) T_g	58 μs
Rythme binaire T_b	300 μs
Temps d'émission d'un symbole ($2 \cdot T_b + T_g$)	658 μs
Amplitude maximale du bruit de phase	$\approx 12^\circ$
Rapport signal à bruit efficace à 10m et avec mauvaise adaptation (erreur 10%)	$\approx 3\text{dB}$
Puissance optimale d'émission à 65kHz	$\approx 1,5\text{W}$

4.3.4 Essais et mesures

4.3.4.1 Configuration expérimentale

Après avoir conçu et assemblé les premiers prototypes, nous avons ensuite procédé à un long travail de mise au point (cf. annexe 2) et de programmation qui nous a conduit à réaliser les essais fonctionnels en mer. La campagne d'essais de transmission visait à valider le modèle de simulation présenté dans la section précédente 4.3.3. L'objectif était de vérifier que le signal modulé en OFDM susceptible de supporter un débit de 80kbps pouvait être transmis dans des conditions en adéquation avec nos prédictions sur une distance d'au moins 10m. En particulier, nous souhaitions valider avec ces essais d'une part, la bonne mise en œuvre de la modulation OFDM : que le signal reçu en sortie de l'étage d'adaptation d'impédance présentait bien les caractéristiques spectrales d'une modulation OFDM-QPSK sur toute la bande de fréquences utile [30 kHz, 100 kHz], et que le signal en sortie du préamplificateur avait un rapport signal à bruit suffisant. Et d'autre part, que nous transmettions bien le signal sur la plage de fréquences élargie, conformément à notre modélisation (cf. 4.3.2.3) et avec un rapport signal à bruit suffisant pour atteindre notre objectif.

Pour vérifier ces différents points nous avons mis en œuvre la chaîne de transmission représentée sur le schéma de la figure 4.32. Cette expérience a été menée dans la baie de Golfe-Juan où la profondeur utilisable était de l'ordre de 15m. Le MODEM a été intégré dans un boîtier étanche (cf. photo 4.33(a) et (b)) avec une pack batterie lui fournissant une tension d'alimentation de 42V, et connecté par son port série à une carte « *Raspberry Pi zero* ». Ce *Raspberry Pi* permettait d'envoyer des commandes de tests spécifiques pour relever le spectre de modulation OFDM émis et évaluer le niveau des signaux reçus. Pour ce faire, le MODEM a été configuré pour émettre en mode continu (mode de test) des séquences binaires de Bernoulli sur toutes les sous-porteuses avec une équiprobabilité de 1 et de 0 (excepté pour les sous-porteuses pilotes). Cette configuration permet d'occuper au mieux l'ensemble du spectre de modulation OFDM. L'amplificateur de transconductance asservi de l'émetteur a été réglé avec un facteur $\frac{V_{OFDM}}{I_{LOOP}} \approx \frac{1}{R} \approx 0,66$, pour émettre un courant d'environ 1,5A lorsque $V_{OFDM} = 1V$. Le dispositif a été activé en émission permanente, lesté puis immergé à l'aide d'une corde graduée à une profondeur de 10m.

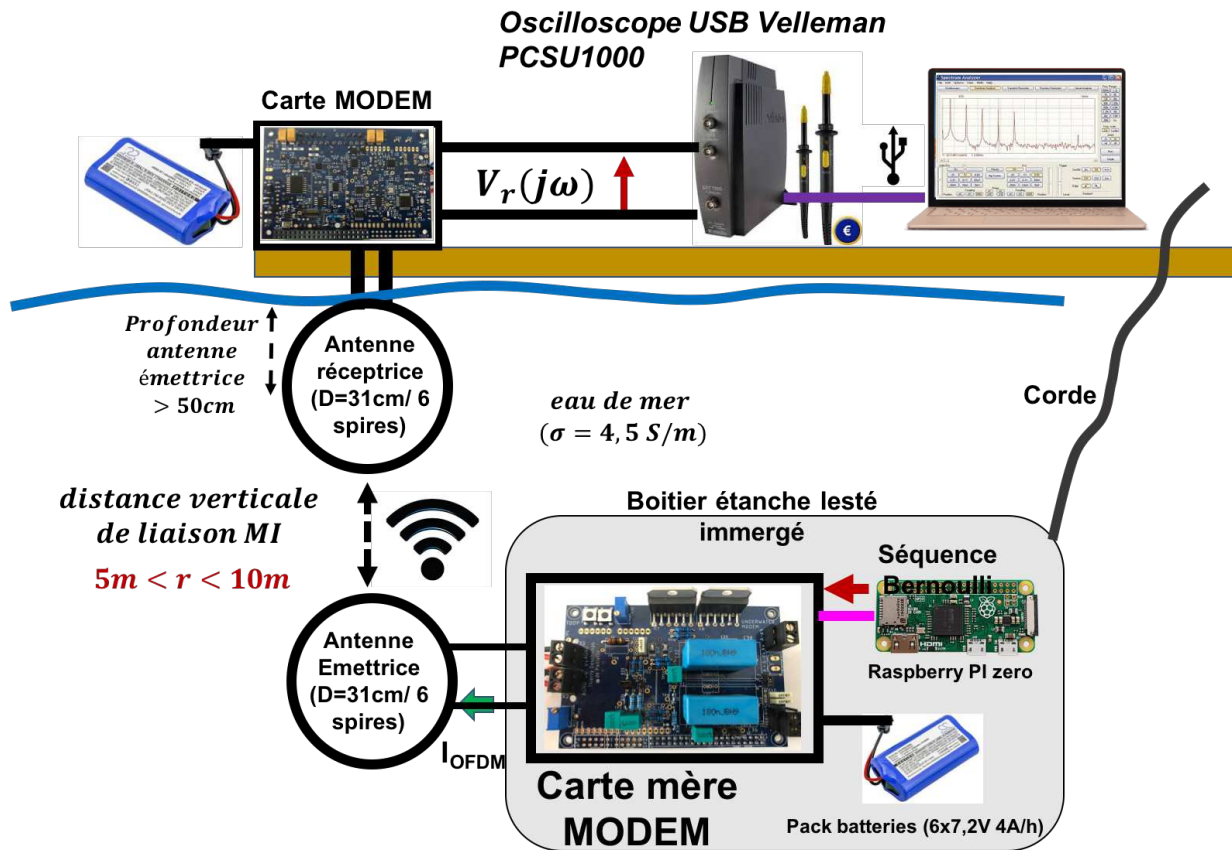


Figure 4-32. Schéma de principe de l'installation de l'expérience de validation du système de transmission MI large bande.

L'antenne réceptrice, quant à elle, fut plongée dans la mer (cf. photo 4.33(b)) en position horizontale et connectée à la partie réceptrice du MODEM, qui se situait hors de l'eau (cf. photo 4.33(d)). Le signal de mesure (V_r) fut prélevé en sortie d'un premier étage de pré-amplification à intégrateur qui suit immédiatement le TIA (cf. photos 4.33(e)). Ce signal est donc proportionnel à l'intégral du courant de boucle :

$$V_r(t) \approx K_{mes} \cdot \int I_{LOOP}(t) dt \Rightarrow \begin{cases} V_r(j\omega) \approx \frac{jK_{mes} I_{LOOP}(j\omega)}{\omega} + n_{mes}(j\omega) \\ \text{avec :} \\ K_{mes} = \frac{R_5}{R_6 \cdot C_R \cdot 2 \cdot R_{wires}} \end{cases}, \quad (4.79)$$

où K_{mes} est le gain de transimpédance du circuit d'adaptation actif incluant le TIA et le NIV de l'étage d'entrée. Pour les besoins de l'expérience, nous avons fixé les valeurs des composants avec les valeurs de la simulation de manière à optimiser les mesures pour une distance de 10m. Les mesures ont été réalisées avec l'oscilloscope USB PCSU1000 (60MHz-8bits) et avec le logiciel Windows PCLab2000LT® pour l'analyse spectrale.



Figure 4-33. Photographie de la configuration expérimentale : du MODEM dans son boîtier(a), des antennes de réception et du modem sur site(b), immersion du MODEM (c), dispositif de mesure connecté à son antenne réceptrice immergée (d), positionnement des sondes sur le MODEM utilisé en réception (e).

4.3.4.2 Analyse des résultats

La figure 4.34(a) représente le spectre mesuré lors d'une transmission entre le MODEM, muni de son antenne émettrice, immergé à 10,5 m et l'antenne réceptrice située à 50cm sous la surface de l'eau. Cette configuration permet de faire un test de transmission sur une distance totale de 10 m ($r=10m$).

Sur ce premier relevé spectral, la sonde de mesure de la voie 1 était réglée avec un facteur de division de 10V/V (x10). L'analyse spectrale a été réalisée avec une fenêtre de Hamming sur une largeur de 120kHz. L'axe des abscisses est gradué en kHz (6kHz/div) et l'axe des ordonnées en décibels (10dBv/div). Nous relevons que la bande de fréquence occupée par la modulation OFDM s'étend bien de 36kHz à 91kHz et comprend effectivement 36 sous-porteuses. Nous mesurons que la première porteuse est centrée sur approximativement 35,9kHz (f_i), et est atténuée d'environ 4dBv ce qui est conforme à nos attentes (cf. tableau 4.4). Nous remarquons que la variation moyenne de l'atténuation (ΔV_r , représentée en pointillé noir) de toutes les sous-porteuses est d'environ 8dBv, ce qui est une valeur encadrée par les résultats de simulations. Le rapport signal sur bruit est graphiquement évalué à environ 12dBv, ce qui suffisant pour réaliser une démodulation avec un BER de l'ordre de 10^{-7} . Ces essais sur une distance de 10 mètres montrent que les mesures sont bien encadrées par les résultats simulations et semblent satisfaire aux conditions de transmissions numériques souhaitées.

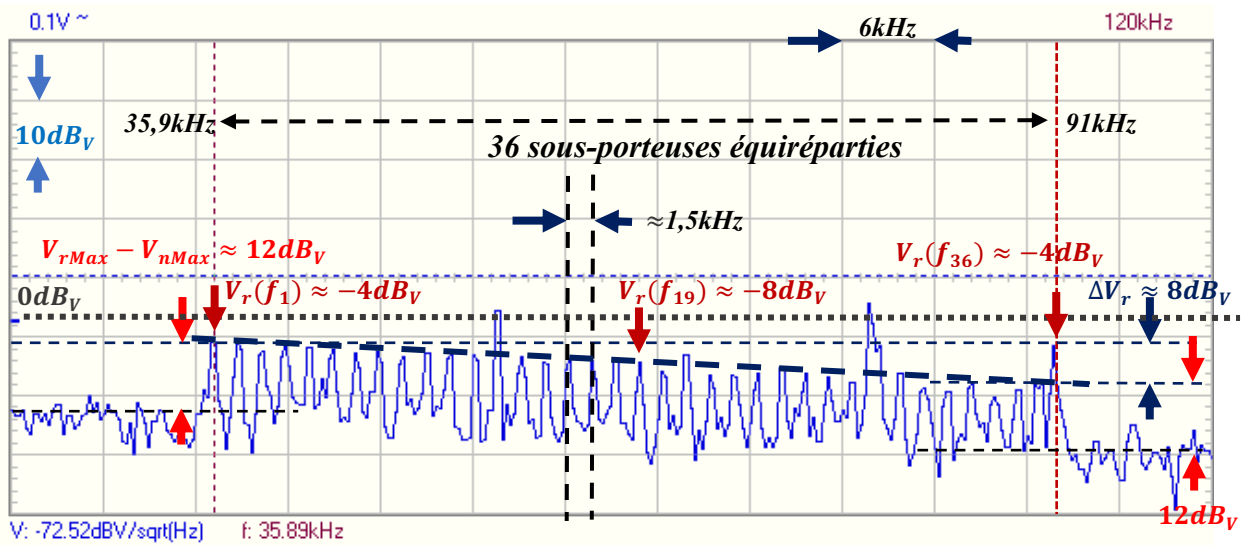


Figure 4-34. Spectre du signal reçu $V_r(f)$ à $r=10\text{m}$

TABLEAU 4-4. COMPARAISON ENTRE SIMULATION ET MESURES D'UNE TRANSMISSION MI SOUS-MARINE A 10M

Paramètre	Valeur simulée avec adaptation idéale (cf. figure 4.24)	Valeur simulée avec erreur d'adaptation (10% de Lss) (cf. figure 4.25)	Mesures
Atténuation de la première sous-porteuse (fréquence $f_1=35,9375\text{kHz}$)	-3,5dB	-17,5dB	-4dB
Atténuation de la sous-porteuse la plus proche de la fréquence centrale (fréquence $f_{19}=64,8\text{kHz}$)	-4,8dB	-22,4dB	-8dB
Atténuation de la dernière sous-porteuse (fréquence $f_{36}=90,625\text{kHz}$)	-5,5dB	-25dB	-4dB
Rapport signal à bruit	17,5dB	3,2dB	12dB
Variation du gain avec la fréquence $\frac{\Delta V_G}{\Delta f}$	-5,5dB	-13dB	-8dB
BER estimé [212][213]	$<10^{-7}$	10^{-1}	10^{-7}

Nous avons ensuite réalisé des mesures à des profondeurs différentes pour les mêmes conditions d'émission. La figure 4.35 représente le spectre reçu à environ 15m de profondeur ($r=15\text{m}$) (graduation 10kHz/div en abscisse et 10dB/div en ordonnée).

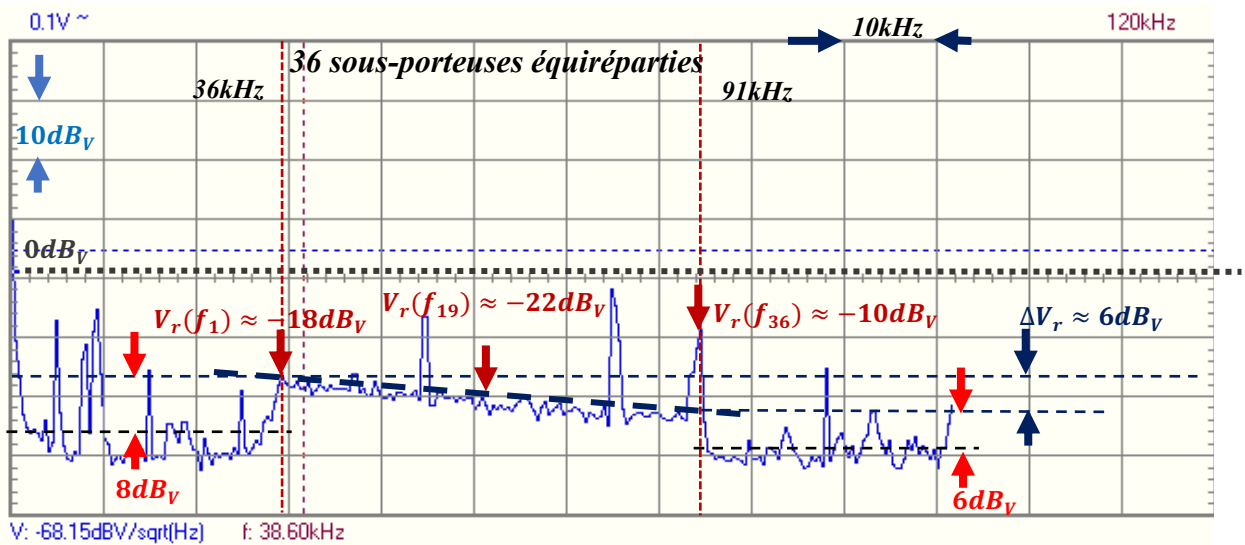


Figure 4-35. Spectre du signal reçu $V_r(f)$ $r=15m$

Nous remarquons que les signaux reçus sont caractéristiques d'une modulation OFDM et présentent une atténuation d'environ 10dB supérieur aux mesures précédentes à 10m. Ceci est également conforme à nos attentes au regard de la valeur du gain en courant à 15m qui est d'environ 10dB inférieur à sa valeur à 10m (cf. figure 4.26). La comparaison entre mesures et simulation est présentée dans le tableau 4.5. Au regard de ces mesures, il semble qu'une transmission de données à 15m soit envisageable. Mais il est probable que le débit soit fortement réduit compte tenu du fait que le niveau de bruit n'est pas constant et que des perturbations significatives présentent des amplitudes comparables à celles des signaux utiles.

TABEAU 4-5. COMPARAISON ENTRE SIMULATION ET MESURES D'UNE TRANSMISSION MI SOUS-MARINE A 15M

Paramètre	Valeur simulée avec adaptation idéale (estimée en retirant 10dB aux gains à 10m)	Valeur simulée avec erreur d'adaptation (10% de Lss) (estimée à l'aide du gain en courant figure 4.26)	Mesures
Atténuation de la première sous-porteuse (fréquence $f_1=35,9375kHz$)	-14dB	-27,5dB	-18dB
Atténuation de la sous-porteuse la plus proche de la fréquence centrale (fréquence $f_{19}=64,8kHz$)	-15dB	-32,4dB	-22dB
Atténuation de la dernière sous-porteuse (fréquence $f_{36}=90,625kHz$)	-16dB	-35dB	-10dB
Rapport signal à bruit	$\approx 7,5dB$	-7dB (cf. figure 4.27)	$\approx 6dB$
Variation du gain avec la fréquence $\frac{\Delta V_G}{\Delta f}$	-5,5dB	-13dB	-6dB
BER estimé [212][213]	$<10^{-3}$	1	10^{-3}

L'ensemble des résultats de ces mesures permettent de conclure que :

- les modèles de simulation des dispositifs d'élargissement de bande avec adaptation d'impédance, idéalement puis partiellement réalisée, encadrent correctement nos mesures ;
- La bande élargie de 70kHz permet de réaliser une liaison sur laquelle un signal OFDM peut transiter. Une communication de données à une distance de 10m est donc possible car le spectre du signal OFDM est correctement transmis avec une marge de bruit d'environ 12dB.

Cependant, nous n'avons pas pu, dans ces expériences, mesurer le comportement de la phase des sous-porteuses modulées en QPSK pour les confronter à nos simulations. Ces mesures nécessitent un autre protocole expérimental ne se basant pas uniquement sur une analyse spectrale.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons démontré qu'une liaison magnéto-inductive sous-marine pouvait permettre de réaliser une transmission de données sur une distance d'au moins 10m à un débit voisin de 80kbps.

Dans une première partie nous avons caractérisé les propriétés de la liaison magnéto-inductive. Nous avons tout d'abord considéré les limites de validité des notions de champ proche et de champ lointain afin de choisir et de caractériser un modèle équivalent de liaison magnéto-inductive. Le modèle retenu de transformateur électrique équivalent est représentatif de la configuration d'une liaison magnéto-inductive en milieu sous-marin. Son circuit primaire modélise la bobine émettrice et le secondaire, la bobine réceptrice. Le couplage entre ces bobines, supposées petites devant la longueur d'onde, a été modélisé par un coefficient d'induction mutuelle qui dépend des flux magnétiques émis par l'antenne émettrice et collectés par l'antenne réceptrice. Les différents éléments de ce modèle ont ensuite été évalués en prenant en compte les phénomènes d'induction, de rayonnement et de pertes par courant de Foucault. L'étude du transfert de puissance électrique d'une bobine émettrice vers une bobine réceptrice a permis d'exprimer le gain de puissance en fonction des paramètres du modèle de transformateur équivalent. Nous avons ensuite recherché les conditions d'optimisation de ce transfert de puissance pour déterminer les caractéristiques de l'impédance d'entrée du récepteur qui constitue la charge de l'antenne réceptrice.

Une méthode originale a été proposée pour optimiser le dimensionnement des composants physiques permettant de réaliser un couplage magnéto-inductif sous-marin. En particulier, nous avons montré que le choix du nombre d'enroulements des bobines pouvait être optimisé pour maximiser la puissance transmise à la fréquence de résonance. Un compromis a été trouvé pour dimensionner des antennes adaptées pour une fréquence de 65kHz. Avec ces caractéristiques un modèle de simulation a permis d'évaluer le gain, pour une distance de transmission de 10m, ainsi que la bande passante du système en utilisant une structure d'adaptation passive. L'atténuation à 10m présentait une amélioration de 26dB par rapport à la méthode EM développée dans le chapitre précédent, nous confortant dans l'idée que cette technique pouvait

permettre d'atteindre la portée souhaitée avec une puissance d'émission inférieure à 10W. En revanche la bande passante était encore très faible, de l'ordre de 4% de la fréquence de résonance des boucles, elle devait être élargie pour atteindre le débit escompté.

Dans une seconde partie nous avons étudié différentes options pour élargir la bande passante d'un système de transmission magnéto-inductif. Nous avons finalement opté pour une méthode utilisant des circuits d'adaptation actifs

Pour l'émetteur, nous avons envisagé plusieurs options pour finalement choisir un système d'asservissement en courant. Le correcteur de la boucle est de type PID implémenté avec un circuit RLC série similaire au modèle électrique de la bobine de manière à réaliser une compensation de pôles dominants. Nous avons simulé cet asservissement dont les résultats d'analyse en boucle ouverte et fermée permettaient d'obtenir une bande élargie suffisante pour permettre une modulation large bande à forte efficacité spectrale (OFDM). La consigne étant une tension modulée, l'ensemble de l'étage de puissance de l'émetteur que nous avons réalisé a pu être assimilé à un amplificateur de transconductance asservi en gain. Pour atteindre une portée d'au moins 10 m, l'étage de sortie doit avoir une dynamique en tension de 36V sous 1,5A. Pour le récepteur, un circuit d'adaptation d'impédance actif « *non-Foster* » utilisant un convertisseur d'impédance a été dimensionné pour fonctionner sur la plage de fréquences [30kHz-100kHz]. Afin de conserver une faible impédance de charge optimale, *i.e.* voisine de la résistance intrinsèque de l'antenne, un amplificateur de transimpédance a été utilisé. Enfin, pour compenser le comportement dérivateur du couplage magnéto-inductif, un préamplificateur à intégrateur faible bruit a été utilisé. Cet ensemble, couplé à un amplificateur à gain programmable est piloté par le circuit numérique de démodulation qui intègre également un étage de pré-amplification, d'égalisation et de numérisation. Nous avons ensuite déterminé la sensibilité de l'adaptation d'impédance aux valeurs des principaux composants afin d'évaluer l'influence d'une désadaptation dans nos modèles de simulation. Finalement, nous avons intégré les effets des bruits d'origines électroniques et de transmissions dans notre modèle pour estimer les rapports signal à bruit dans plusieurs configurations d'adaptation.

Dans la troisième partie nous avons mené une expérience sur site maritime, destinée à valider en partie notre approche et nos résultats de simulations. Cette dernière étape a d'abord consisté à réaliser et mettre au point un prototype intégré de MODEM sous-marin utilisant un composant dédié pour la modulation OFDM et un ordinateur mono carte *Raspberry-pi*® pour sa configuration. L'ensemble a été intégré dans un boîtier étanche pour être immergé. Nous avons implémenté une modulation OFDM composée de 36 sous-porteuses modulées en QPSK, en prenant soin de disposer des sous-porteuses pilotes et des intervalles de gardes destinés à limiter le BER. Les résultats de ces essais ont été comparés aux simulations et se sont avérés conformes à nos attentes. En effet, les valeurs simulées, qui correspondent aux cas d'adaptation d'impédance idéale puis de moyenne qualité (10% d'erreur), encadrent parfaitement nos mesures qui présentent à 10m : une bande élargie de 70kHz avec une variation de gain de 8dB ; une marge de bruit de 12dB et un débit envisageable de 100kbps pour un BER estimé d'environ 10^{-7} . L'analyse de ces premières mesures nous ont permis de conclure qu'une liaison magnéto-inductive sous-marine pouvait permettre de réaliser une transmission de données sur une distance d'au moins 10m à un débit voisin de 80kbps.

5 Conclusion et perspectives

L'Université de La Rochelle reconnue pour ses travaux dans le domaine de la biologie marine implique ses laboratoires comme le L3i pour rechercher et développer des systèmes d'exploration et de transmission de données en milieu maritime (drones, transmissions à haut débit de surface...). Les applications de ces travaux intéressent particulièrement certains acteurs scientifiques à l'instar de l'Institut Océanographique de Monaco, ou économiques tels que les professionnels de l'aquaculture et de la conchyliculture, pour lesquels de petites zones géographiques (<1 km²), doivent faire l'objet d'observations temps réel régulières. Cette surveillance permanente nécessite la mise en œuvre de capteurs autonomes qui peuvent nécessiter des débits binaires importants pour la transmission de flux vidéo. Les technologies actuelles de transmissions numériques sous-marines sans-fil présentent des performances complémentaires qui sont rarement évaluées de manière transversale permettant de prendre en compte leurs impacts sur l'environnement. Ce constat constitue le point de départ de nos travaux de thèse qui ont débuté par la définition des besoins opérationnels des transmissions sans-fil sous-marines pour la surveillance environnementale, pour *in fine* proposer un système de transmission de données sous-marines sans-fil respectueux de l'environnement.

Après avoir présenté le contexte et la problématique de cette thèse, le chapitre 2 s'attèle à définir une méthode de comparaison objective des différentes techniques de transmissions sans-fil sous-marines, en identifiant les critères de performances prenant en compte l'impact environnemental, les coûts de déploiements, les débits et les portées. Les informations scientifiques nécessaires à la quantification de l'impact environnemental ont nécessité un travail conséquent de bibliographie afin d'estimer et de renseigner de manière objective ce critère composite pour chacune des techniques de transmissions. Ensuite sont présentées les différentes techniques de transmissions (acoustiques, optiques et électromagnétiques), en détaillant leur principe de fonctionnement ainsi que les caractéristiques essentielles du canal de transmission sous-marin limitant leurs performances. L'état de l'art des solutions technologiques d'implémentations de chaque méthode nous a permis d'estimer les coûts de déploiement ainsi que les performances en termes de débits et de portées. Cette étude a permis de déterminer, pour chaque technique, un point de fonctionnement optimum satisfaisant un compromis technologique entre portée et débit, permettant de se rapprocher au mieux des objectifs opérationnels. Cette analyse a été complétée par un tableau récapitulatif des points de fonctionnement et un graphe comparatif des critères de performances des différents dispositifs actuellement disponibles. Cette démarche a permis d'identifier les verrous technologiques propres à chacune des techniques tout en mettant en évidence leurs complémentarités. Grâce à cette réflexion, nous avons pu identifier et choisir la technique la plus appropriée aux contraintes de notre application : la méthode électromagnétique. En effet, elle présente le meilleur compromis en termes de compatibilité environnementale et de coût de déploiement. Cependant, au regard de l'état de l'art, elle ne permet pas d'atteindre le débit souhaité (80kbps) sur la distance de transmissions espérée (10m). Les travaux de recherche présentés dans la suite de cette thèse sont destinés à dépasser ces limites fonctionnelles.

Le troisième chapitre propose un modèle simplifié de propagation des ondes électromagnétiques en milieu sous-marin. L'écriture des équations de Maxwell dans ce milieu a mis en évidence le besoin de caractériser les propriétés de conductivité et de permittivité de l'eau de mer qui s'avère être un milieu partiellement conducteur. En s'appuyant sur des travaux d'estimation de ces paramètres, nous avons choisi un modèle permettant d'évaluer efficacement la conductivité en fonction de la salinité et de la température. La permittivité, quant à elle, a été décrite par le modèle de Debye permettant de rendre compte du comportement diélectrique de l'eau pour des fréquences inférieures à la centaine de GHz. L'étude de la composition chimique de ce milieu a mis en évidence la présence de différents composés ioniques principalement associés à des types de sels distincts. Il est apparu que ces ions engendrent, lorsqu'ils sont soumis à un rayonnement électromagnétique, des phénomènes de conduction et de polarisation qui induisent des courants locaux absorbant une partie de l'énergie de l'onde. L'ensemble de ces phénomènes physiques (permittivité, conductivité, polarisation) ont été pris en compte afin de modéliser la propagation d'une onde électromagnétique en milieu sous-marin. L'étude de la constante de propagation a d'abord permis de montrer que l'onde est bien plus atténuée dans l'eau que dans l'air. Cette étude a ensuite mis en évidence deux modes de propagation, associés respectivement aux pertes par conductions et aux pertes relatives au comportement diélectrique de l'eau de mer. En confrontant ce constat à la littérature, nous avons constaté que certaines expériences semblaient montrer la possibilité d'exciter le milieu pour favoriser l'un ou l'autre des modes de propagation. Lors de l'analyse des résultats de ces travaux, il est apparu que le mode de propagation diélectrique présentait une atténuation suffisamment faible pour atteindre des distances de transmissions de plusieurs centaines de mètres et ce, pour des fréquences voisines de 10MHz. Nous avons alors choisi d'explorer cette possibilité en concevant une antenne susceptible de favoriser ce mode de propagation. Des simulations nous ont permis de dimensionner une antenne « à saut d'indice de permittivité complexe », constituée d'une antenne boucle entourée d'eau douce ayant une faible conductivité. Cette configuration devait permettre de faciliter l'adaptation de l'impédance d'onde au milieu sous-marin. Après avoir réalisé un prototype, nous nous sommes aperçus que nos mesures du coefficient de réflexion (S_{11}) divergeaient de manière très importante par rapport à nos résultats de simulations. Nous avons donc choisi d'abandonner cette première approche afin d'étudier une solution favorisant le mode de propagation de conduction en basse fréquence. Dans ce régime, la longueur d'onde est bien plus faible que dans l'air (facteur 100), et à l'examen des solutions usuellement mises en œuvre, les antennes boucles présentaient également des propriétés intéressantes en termes de dimensions et de simplicité de déploiement. Nous avons donc conçu et simulé une antenne à 2 spires, rayonnant à 400kHz, afin d'analyser son coefficient de réflexion et sa bande passante. Les résultats de simulations étaient différents suivant le logiciel utilisé. L'un, plus adapté à la simulation de circuits électriques prédisait une bande passante d'environ 6kHz tandis que l'autre, dédié à l'évaluation des champs électromagnétiques, l'estimait à environ 60kHz. Cette dernière valeur permettait d'envisager une transmission à 80kbps, sur une distance d'environ 7m (à 10 W de puissance, en utilisant une modulation M-Aire (QPSK) d'efficacité spectrale de 2bit/s/Hz. Deux prototypes d'antennes ont été réalisés. Les premières mesures ont montré que

la bande passante à -10dB était finalement d'environ 14kHz ce qui conduisait à envisager une modulation avec une efficacité spectrale très élevée ($>6\text{bit/s/Hz}$), mais nécessitant obligatoirement un très bon S/B pour obtenir un BER correct. Une première campagne de mesures dans le port de la Rochelle nous ont permis de conclure que la disposition des câbles, de nos appareils de mesure et de nos antennes, devait être revue car les résultats expérimentaux ne corroboraient pas nos modèles (atténuation linéique mesurée de 1,7dB/m incohérente avec les prédictions théoriques de 23dB/m). Nous avons donc conçu un premier prototype de MODEM destiné à supprimer les câbles de l'émetteur et de son antenne. Cette nouvelle disposition nous a permis de valider notre étude, en confirmant nos prédictions théoriques d'atténuation linéique. Cependant la bande passante réduite (14kHz) et le bilan de liaison ont montré qu'une transmission numérique ne pouvait être réalisée à un débit de 80kbps à une distance de 10m en utilisant cette technologie (fréquence porteuse de 400kHz avec adaptation passive de l'antenne). Nous avons donc envisagé de réduire la fréquence de travail pour réduire l'atténuation. Cette réflexion nous a conduit à interroger l'hypothèse de propagation en champ lointain qui devenait critiquable en raison des phénomènes de couplages magnétiques entre antennes que nous ne pouvions plus négliger.

Le dernier chapitre de ce mémoire est consacré à l'étude et la mise en œuvre d'une liaison magnéto-inductive. Cette technique utilise des antennes boucles à plusieurs spires (ou bobines) pour réaliser un couplage entre elles à l'aide d'un champ magnétique quasi-stationnaire. En étudiant les définitions classiques permettant d'identifier les zones de champ proche et de champ lointain, nous nous sommes aperçus qu'il était difficile, en basse fréquence et en milieu sous-marin, de caractériser précisément les limites géométriques de ces zones. Aussi, nous avons abordé la modélisation de cette liaison en nous appuyant sur un modèle classique de transformateur électrique équivalent. Les éléments constitutifs de ce transformateur ont été estimés en considérant les puissances actives et réactives rayonnées par les enroulements primaires et secondaires, respectivement associés aux bobines émettrices et réceptrices d'une liaison magnéto-inductive. L'étude des transferts de puissance a permis de caractériser la charge optimale de l'antenne réceptrice et ses conditions d'adaptation d'impédance électrique, ce qui nous a permis de montrer que le choix du nombre de spires des boucles pouvait être optimisé en déterminant le maximum du gain de transfert en puissance à la fréquence de résonance. Cependant, ce nombre de spires optimal variait significativement avec la fréquence de résonance et le rayon des boucles. L'analyse des valeurs optimales des gains de puissance a néanmoins montré que le gain d'une liaison magnéto-inductive pouvait être supérieur de 26dB à celui d'une transmission électromagnétique classique, si le choix des antennes était optimal. Aussi, pour vérifier ces résultats théoriques, nous avons conçu un prototype de modem afin d'évaluer les performances d'une telle liaison sous-marine. La première étape a consisté à concevoir l'antenne, issue d'un compromis entre fréquence de travail, rayon de boucle et nombre de spires. Nous avons finalement opté pour une antenne de 15,5cm de rayon, équipée de 6 spires rayonnant à la fréquence centrale de 65kHz. La seconde étape a consisté à étudier l'adaptation d'impédance de cette antenne. Un modèle de simulation d'une liaison magnéto-inductive a alors été construit en choisissant d'adapter l'impédance électrique des antennes avec

des circuits passifs. Les résultats de simulation ont mis en évidence que des distances de transmission de l'ordre de 10m pouvaient être atteintes avec des puissances d'émission de quelques Watts. En revanche, les bandes passantes disponibles, de l'ordre de 4% de la fréquence centrale, restaient similaires à celles observées pour des transmissions électromagnétiques classiques. La conclusion fut qu'il était inenvisageable d'obtenir une liaison à 80kps sur 10m de distance avec des méthodes d'adaptation d'impédance passives classiques. La troisième étape a donc consisté à trouver une technique d'adaptation électrique qui permettait d'exploiter l'antenne tout en élargissant la bande passante utilisable. Parmi les solutions possibles, nous avons choisi d'adapter des méthodes de compensation actives des parties imaginaires des impédances d'antennes, avec la contrainte que cette compensation devait être réalisée de manière symétrique sur le circuit de l'antenne émettrice et sur celui du récepteur. Pour l'émetteur nous avons étudié la possibilité séduisante d'utiliser un gyrateur de puissance qui permettait de compenser le comportement inductif de l'antenne en présentant à sa source d'alimentation un comportement équivalent de charge capacitive. Mais la difficulté d'implémentation et de réglages nous a conduit à étudier une approche originale d'asservissement du courant d'excitation de la bobine émettrice s'appuyant sur un amplificateur de transconductance asservi. Ce dispositif permet d'obtenir un courant dans l'antenne proportionnel à la tension délivrée par le modulateur pour une bande de fréquence élargie. Nous avons donc simulé avec succès le comportement d'un tel dispositif utilisant un régulateur à compensation de pôle pour estimer les caractéristiques fréquentielles du contrôle du courant d'excitation ainsi que la dynamique et le dimensionnement des étages de puissance. Pour le récepteur, un circuit actif d'adaptation d'impédance à très faible résistance équivalente d'entrée devait être utilisé pour charger l'antenne réceptrice. Une telle impédance au comportement dit « *non-Foster* » a pu être réalisée d'une part à l'aide de l'association d'un convertisseur d'impédance (NIV), d'un amplificateur de transimpédance (TIA) suivi d'un amplificateur intégrateur inséré de manière originale et destiné à compenser l'effet dérivateur de l'inductance mutuelle. Un dernier amplificateur à gain programmable (PGA) adapte la tension image intégrée du courant collecté pour fournir un signal pré-amplifié prêt à être égalisé puis démodulé. L'étude de la sensibilité de ce dispositif à la valeur des composants a permis d'estimer l'influence de la désadaptation sur les gains et les niveaux de bruits (d'amplitude et de phase). L'association des dispositifs émetteurs et récepteurs d'élargissement de bande nous permettait désormais de disposer d'une plage de fréquence de 70kHz s'étalant de 30kHz à 100kHz suffisante pour positionner une modulation OFDM. L'examen de l'efficacité spectrale nécessaire, de la sensibilité au bruit et de la littérature, nous a conduit à implémenter un schéma de modulation OFDM utilisant 36 sous-porteuses modulées en QPSK permettant d'atteindre un débit d'environ 100kpbs. Finalement, nous avons conçu et développé un prototype de MODEM destiné à valider expérimentalement notre modèle de liaison magnéto-inductive en bande élargie. Les premiers tests expérimentaux se sont avérés conformes à nos simulations, montrant qu'une telle transmission sous-marine présentant un débit minimum de 80kpbs sur une distance de 10 m pouvait être obtenue avec un BER de l'ordre de 10^{-7} .

Ce travail de recherche a donc permis d'identifier et quantifier les besoins d'une application spécifique de surveillance environnementale et trouvé une solution technique susceptible de satisfaire des exigences opérationnelles qui ouvrent de nouvelles perspectives. Nous avons contribué à établir une couche physique de transmission de données susceptible de supporter un flux vidéo QCIF en temps réel à un débit de 10 images par seconde. Cette première application reste à être implémentée. Le prototype de MODEM sous-marin que nous avons développé fait actuellement l'objet d'une procédure de dépôt de brevet et permet de lui associer des fonctionnalités avancées nécessaires à la réalisation de capteurs. En particulier, l'intégration d'un système d'acquisition vidéo a été anticipée en disposant sur les premiers prototypes de MODEM une interface standard (UART) avec les cartes Raspberry-pi qui intègrent nativement des interfaces et connecteurs (MIPI-CSI) dédiés à la connexion de caméras vidéo pour l'acquisition d'images. Une première application permettrait ainsi de transférer de manière unidirectionnelle des flux vidéo sous-marins vers la surface. Une deuxième amélioration consisterait à réaliser une liaison half-duplex, puis full-duplex entre deux MODEMS sous-marins. Une première liaison bidirectionnelle pourrait permettre de réaliser une communication sous-marine entre deux terminaux immergés pour valider la capacité d'échanger des données dans un réseau minimaliste de capteurs magnéto-inductifs sous-marins. Une troisième évolution consisterait enfin à implémenter des couches logicielles du modèle de communication ISO/OSI permettant de réaliser des fonctions d'adressage et de routage. Ceci pourra être réalisé par l'utilisation des piles de protocole de routage IPV6 déjà partiellement implémentées dans le circuit que nous avons choisi pour réaliser la modulation/démodulation OFDM (MAX79356 – ZENO MODEM). Cette étape permettrait de réaliser des réseaux de capteurs sous-marins utilisant un protocole routable. Une telle configuration nécessite des investissements supplémentaires pour financer ces travaux complémentaires visant à expérimenter et valider dans une application réelle les fonctionnalités et les performances d'un tel réseau de capteurs sous-marins sans-fil utilisant le couplage magnéto-inductif.

Publications

Conférences internationales avec actes :

Antenna Design For Underwater Wireless Telemetry Systems,

Thierry Deschamps de Paillette, Alain Gaugue, Emmanuel Parlier, Sylvain Dardenne,

IEEE Communication, pp. 2251-2255,

19-24 March 2017, Paris, 11th European Conference on Antennas and Propagations (EUCAP/EURAP)

High Data Rate Wireless Underwater Sensors for Environmental Monitoring,

Thierry Deschamps de Paillette, Alain Gaugue,

IEEE – Communication, pp.1-10

17-20 June 2019, Marseille, MTS/IEEE OCEANS'2019

Antenna Adaptation Circuits for High Data Rate Magneto Inductive Underwater Communications,

Thierry Deschamps de Paillette, Alain Gaugue,

IEEE Communication, pp.1-5,

15-20 March 2020, Copenhagen, 14th European Conference on Antennas and Propagations (EUCAP/EURAP)

Conférences nationales avec actes :

Téléométrie sous-marine à Ondes électromagnétiques,

Thierry Deschamps de Paillette, Alain Gaugue,

XX^{ème} Journées Nationales Micro-ondes, 16-19 Mai 2017 – Saint-Malo.

Autres :

Antennes pour MODEM sous-marin,

Thierry Deschamps de Paillette, Alain Gaugue, Etienne Migot,

Assemblée générale GDR Ondes « Interférence d'Ondes »

Sophia Antipolis, 23-25 Octobre 2017.

Téléométrie sous-marine à ondes électromagnétiques,

Thierry Deschamps de Paillette, Alain Gaugue, Etienne Migot, Emmanuel Parlier,

Atelier Expérimentation et Instrumentation (AEI) Brest Octobre 2017.

Brevet :

Enveloppe SOLEAU / dépôt INPI N°DSO2019007239 du 09/05/2019

Liaison sous-marine magnéto inductive à la large bande modulée par une technique de modulation multi porteuse orthogonales OFDM

Déposant : M. Thierry DESCHAMPS de PAILLETTE

Références

- [1] K. M. Dudzinski, J. A. Thomas, and J. D. Gregg, "Communication in Marine Mammals", *Encyclopedia of Marine Mammals*, Elsevier, pp. 260–269, 2009
- [2] M. F. McKenna and al., "Underwater radiated noise from modern commercial ships.", *The Journal of the Acoustical Society of America*, pp. 557–567, 2012
- [3] R. Payne and D. Webb, "Orientation By Means Of Long Range Acoustic Signaling In Baleen Whales", *Ann NY Acad Sci*, vol. 188, no. 1 Orientation, pp. 110–141, Dec. 1971
- [4] B. Victorri, "Origine des langues et du langage", *Encyclopædia Universalis.*, 2006
- [5] A. Willig, K. Matheus, and A. Wolisz, "Wireless Technology in Industrial Networks", *Proceeding IEEE*, vol. 93, no. 6, pp. 1130–1151, Jun. 2005
- [6] C. Sarkar, S. N. A. U. Nambi, R. V. Prasad, and A. Rahim, "A scalable distributed architecture towards unifying IoT applications", *2014 IEEE World Forum on Internet of Things (WF-IoT)*, Seoul, Korea (South), pp. 508–513, Mar. 2014
- [7] K. Chithra *et al.*, "Underwater communication implementation with OFDM", *INDIAN J. MAR. SCI.*, vol. 44, no. 2, p. 9, 2015
- [8] De Sheng Zhou, Zhaohui Wang, "OFDM for Underwater Acoustic Communications", Ed. John Wiley and Sons
- [9] D. Marpe, T. Wiegand, and G. J. Sullivan, "The H.264/MPEG4 advanced video coding standard and its applications", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 44, no. 8, pp. 134–143, Aug. 2006
- [10] J. Ribas, D. Sura and M. Stojanovic, "Underwater wireless video transmission for supervisory control and inspection using acoustic OFDM", *OCEANS 2010 MTS/IEEE SEATTLE*, Seattle, WA, pp. 1-9, 2010
- [11] H. Rowe, "Extremely Low Frequency (ELF) Communication to Submarines", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 22, no. 4, pp. 371-385, Apr. 1974
- [12] S. L. Bernstein *et al.*, "Long-range communications at extremely low frequencies", *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 3, pp. 292-312, Mar. 1974
- [13] L. K. Gkoura *et al.*, "Underwater Optical Wireless Communication Systems: A Concise Review", *Turbulence Modelling Approaches - Current State, Development Prospects, Applications*, K. Volkov, Ed. InTech, 2017
- [14] N. Saeed, A. Celik, T. Y. Al-Naffouri, and M.-S. Alouini, "Underwater Optical Wireless Communications, Networking, and Localization: A Survey", *arXiv:1803.02442*, Feb. 2018
- [15] F. Ian Akyildiz *et al.*, "Realizing underwater communication through magnetic induction.", *IEEE Communications Magazine* 53, pp. 42-48, 2015
- [16] J. Huang, H. Wang, C. He, Q. Zhang, and L. Jing, "Underwater acoustic communication and the general performance evaluation criteria", *Frontiers Inf. Technol. Electronic Eng.*, vol. 19, no. 8, pp. 951–971, Aug. 2018
- [17] I. Nissen, F. Pacini, and V. Falcucci, "Performance Evaluation of Underwater Networks", *UDT*, Rotterdam, Jun. 2015

- [18] S. Meihong, Y. Xinsheng, and Z. Fengli, “The Evaluation of Modulation Techniques for Underwater Wireless Optical Communications”, *2009 International Conference on Communication Software and Networks*, Chengdu Sichuan, China, 2009, pp. 138–142
- [19] W. Honglei, Y. Kunde, and Z. Kun, “Performance of Dipole Antenna in Underwater Wireless Sensor Communication”, *IEEE Sensors J.*, vol. 15, no. 11, pp. 6354–6359, Nov. 2015
- [20] U.S. Department of Transportation, “Data Network Evaluation Criteria Handbook”, *Final Report*, Air Traffic Organization, June 2009
- [21] J. Huang, H. Wang, C. He, Q. Zhang, and L. Jing, “Underwater acoustic communication and the general performance evaluation criteria”, *Frontiers Inf Technol Electronic Eng.*, vol. 19, no. 8, pp. 951–971, Aug. 2018
- [22] M. Asha and T. P. Surekha, “Performance Analysis of Underwater Communication System”, *Third International Conference on Current Trends in Engineering Science and Technology ICCTEST-2017*, Jan. 2017, pp. 523–529
- [23] C. Saad, B. Mostafa, E. Ahmadi, and H. Abderrahmane, “Comparative Performance Analysis of Wireless Communication Protocols for Intelligent Sensors and Their Applications”, *IJACSA*, vol. 5, no. 4, 2014
- [24] C. M. G. Gussen, P. S. R. Diniz, M. L. R. Campos, W. A. Martins, F. M. Costa, and J. N. Gois, “A Survey of Underwater Wireless Communication Technologies”, *JCIS*, vol. 31, no. 1, pp. 242–255, 2016
- [25] X. Che, I. Wells, G. Dickers, P. Kear, and X. Gong, “Re-evaluation of RF electromagnetic communication in underwater sensor networks”, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 12, pp. 143–151, Dec. 2010
- [26] Y. M. Hasan, “Link Budget Analysis for Underwater Communication System”, *International Journal of Electrical and Electronics Research*, vol. 2, n°. 4, Dec. 2014
- [27] T. Adiguna, Hendrawan and H. Nusantara, "East nusa tenggara submarine cable communication system design", *2017 3rd International Conference on Wireless and Telematics (ICWT)*, Palembang, pp. 70-75, 2017
- [28] M. Z. Chowdhury, M. T. Hossan, A. Islam and Y. M. Jang, "A Comparative Survey of Optical Wireless Technologies: Architectures and Applications", *IEEE Access*, vol. 6, pp. 9819-9840, 2018
- [29] R. Jaouadi, “Compromis efficacité énergétique et efficacité spectrale pour les objets communicants autonomes”, Ph.D Thesis, IETR, 2017
- [30] S. Verdu, "Spectral efficiency in the wideband regime", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 6, pp. 1319-1343, June 2002
- [31] Y. Chen, S. Zhang, S. Xu, and G. Li, “Fundamental trade-offs on green wireless networks”, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 6, pp. 30–37, Jun. 2011
- [32] Kalalas C, Ning L, Zhang R, *et al.*, "Techno-economic study on capillary networks and cellular technologies for machine-to-machine communications", *IK2511 Project in Wireless Networks*, KTH, Royal Institute Of Technology, 2014

- [33] R. Filadelfo, J. Mintz, E. Michlovich, A. D'Amico, P. L. Tyack, and D. R. Ketten, "Correlating Military Sonar Use with Beaked Whale Mass Strandings: What Do the Historical Data Show ?", *aquatic mammals*, vol. 35, no. 4, pp. 435–444, Dec. 2009
- [34] P. G. H. Evans and L. A. Miller, "Held at the European Cetacean Society's", *17th Annual Conference*, Auditorio Alfredo Kraus, Las Palmas, Gran Canaria, 8th March 2003
- [35] "Noise Sensitivity of Animals in the Baltic Sea", *Baltic Marine Environment Protection Commission*, 2016
- [36] N. F. Putman, P. Verley, C. S. Endres, and K. J. Lohmann, "Magnetic navigation behavior and the oceanic ecology of young loggerhead sea turtles", *Journal of Experimental Biology*, vol. 218, no. 7, pp. 1044–1050, Apr. 2015
- [37] P. L. Tyack, "Human-generated sound and marine mammals" *Physics Today*, vol. 62, no. 11, pp. 39–44, Nov. 2009
- [38] A. E. Talpalar and Y. Grossman, "Sonar versus Whales: Noise may disrupt neural activity in deep-diving cetaceans.", *Undersea and hyperbaric medicine (JOSHMS)*, vol. 32, no. 2, p. 5, Mar. 2005
- [39] H. Middel and F. Verones, "Making Marine Noise Pollution Impacts Heard: The Case of Cetaceans in the North Sea within Life Cycle Impact Assessment" *Sustainability*, vol. 9, no. 7, p. 1138, Jun. 2017
- [40] France Energie Marines, "Guide to the environmental impact evaluation of tidal stream technologies at sea : GHYDRO", *Report*, 2013
- [41] M. Stojanovic, "Underwater Acoustic Communications: Design Considerations on the Physical Layer" in *2008 Fifth Annual Conference on Wireless on Demand Network Systems and Services*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, pp. 1–10, Jan. 2008
- [42] O. W. Ikpekha, "Underwater Acoustics Propagation Analysis and Modelling of Sound Emitting Devices", Ph.D Thesis, School of Electronic Engineering, Dublin City University, 2017
- [43] P. Bret, Ed., "Les techniques et la technologie entre France et la Grande-Bretagne: XVIIe - XIXe siècles", actes du Colloque International "Les Echanges Techniques entre France et l'Angleterre, (XVIe - XIXe Siècles), Réseaux, Comparaisons, Représentations", Paris, CNRS, 2011
- [44] P. Nash, "WRview of interferometric optical fibre hydrophone technology", *IEEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, vol. 143, no. 3, pp. 204-, June 1996
- [45] V. Wilkens, "Characterization of an optical multilayer hydrophone for use as broadband ultrasound reference receiver - comparison with PVDF membrane hydrophones", *IEEE Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings.*, Munich, pp. 773-776 vol.1., Germany, 2002
- [46] H. Medwin and C. S. Clay, "Fundamentals of Acoustical Oceanography", *Academic Press*, 1997.
- [47] L. E. Kinsler, A. R. Frey, A. B. Coppens, and J. V. Sanders, "Fundamentals of acoustics", , 4th Edition, ISBN 0-471-84789-5. Wiley-VCH, December 1999., vol. 1, 1999
- [48] H. Medwin and J. E. Blue, "Sounds in the sea: From ocean acoustics to acoustical oceanography", *Cambridge University Press*, 2005

- [49] X. Lurton, "An introduction to underwater acoustics: principles and applications", *Springer*, 2002
- [50] L. Wang, K. Heaney, T. Pangerc, P. Theobald, S. Robinson, and M. Ainslie, "Review of underwater acoustic propagation models", *NPL Report AC12*, 2014
- [51] P. C. Etter, "Advanced Applications for Underwater Acoustic Modeling", *Advances in Acoustics and Vibration*, vol. 2012, pp. 1–28, 2012
- [52] Y. Y. Al-Alaboosi and J. A. Al-Aboosi, "Study of Absorption Loss Effects on Acoustic Wave Propagation in Shallow Water Using Different Empirical Models", *IJAAS*, vol. 7, no. 1, p. 1, Mar. 2018
- [53] H.W. Marsh, M.Schulkin, "Shallow water transmission", *Journal of Acoustical Society of America*, 34, pp. 863-864, 1962
- [54] A. Sehgal, I. Tumar, and J. Schonwalder, "Variability of available capacity due to the effects of depth and temperature in the underwater acoustic communication channel", *OCEANS 2009-EUROPE*, Bremen, Germany, pp. 1–6, May 2009
- [55] P. Qarabaqi and M. Stojanovic, "Statistical Characterization and Computationally Efficient Modeling of a Class of Underwater Acoustic Communication Channels", *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. 38, no. 4, pp. 701–717, Oct. 2013
- [56] M. Stojanovic and J. Preisig, "Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization" *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 1, pp. 84–89, Jan. 2009
- [57] "Overview of the impacts of anthropogenic underwater sound in the marine environment.", *OSPAR Commission*, The Convention for the Protection of the Marine Environment of the North-East Atlantic, 2009
- [58] K. Saijyou and T. Okuyama, "Design optimization of wide-band Tonpilz piezoelectric transducer with a bending piezoelectric disk on the radiation surface", *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 127, no. 5, pp. 2836–2846, May 2010
- [59] Baosheng Li *et al.*, "MIMO-OFDM for High-Rate Underwater Acoustic Communications", *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. 34, no. 4, pp. 634–644, Oct. 2009
- [60] R. K., P. G. Thulasi Devi, A. A. Balakrishnan, and M. H. Supriya, "High Resolution Wideband Acoustic Beamforming and Underwater Target Localization using 64-Element Linear Hydrophone Array", *2018 8th International Symposium on Embedded Computing and System Design (ISED)*, Cochin, India, pp. 158–161, Dec. 2018
- [61] B. Pranitha and L. Anjaneyulu, "Review of research trends in underwater communications — A technical survey", *2016 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP)*, Melmaruvathur, Tamilnadu, India, pp. 1443–1447, Apr. 2016
- [62] P. A. van Walree, F.-X. Socheleau, R. Otnes, and T. Jenserud, "The Watermark Benchmark for Underwater Acoustic Modulation Schemes" *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. 42, no. 4, pp. 1007–1018, Oct. 2017
- [63] M. Chitre, "Recent Advances in Underwater Acoustic Communications & Networking" *OCEANS 2008 IEEE*, Quebec City, pp; 1-10, 2008

- [64] F. Frassati, C. Lafon, P. A. Laurent, and J. M. Passerieux, "Experimental assessment of OFDM and DSSS modulations for use in littoral waters underwater acoustic communications", *OCEANS 2005 IEEE- Europe*, pp. 826-831 Vol. 2., 2005
- [65] A. K. Morozov and J. C. Preisig, "Underwater Acoustic Communications with Multi-Carrier Modulation", *OCEANS 2006 IEEE*, pp. 1-6, 2006
- [66] I. Kochanska, H. Lacosta, "Application Of OFDM Technique To Underwater Acoustic Data Transmission", *Hydroacoustics*, vol. 14, p. 8, 2011
- [67] R. Khanai, S. S. Shahapur, and D. Torse, "Performance Analysis of Underwater Acoustic Communication using IDMA-OFDM-MIMO with Reed Solomon and Turbo Code" *IJCNIS*, vol. 10, no. 12, pp. 41–46, Dec. 2018
- [68] M. S. Martins, J. Cabral, G. Lopes, and F. Ribeiro, "Underwater acoustic modem with streaming video capabilities", *OCEANS 2015 IEEE - Genova, Italy*, pp. 1–7, May 2015
- [69] T.M. Cox *et al.*, "Understanding the Impacts of Anthropogenic Sound on Beaked Whales", *Journal of Cetacean Research and Management*, Vol.7, pp. 177-187, 2006
- [70] D. H. Cato, "Ocean Ambient Noise: Its Measurement And Its Significance To Marine Animals" *Proceedings of the Institute of Acoustics*, vol. 30, p. 9, 2008
- [71] J. B. Snow, *et al.*, "Underwater Propagations Of High Data Rates LASER Communications Pulses ", *Ocean Optics XI*, San Diego, 1992
- [72] Sathyendrenath S., "Inherent optical properties of natural seawater", *Defense Science Journal*, Vol. 34, No. 1, pp. 34, 1–18, 1984
- [73] Young E.Y.S, "Underwater airborne laser communication system characterization of the canal", *Free-Space Laser Communication Technologies XV*, G. Stephen Mecherle, Editor, Proceedings of SPIE, Vol. 4975, Bullock A.M., 2003
- [74] C. Gabriel, M.-A. Khalighi, S. Bourennane, P. Leon, and V. Rigaud, "Channel modeling for underwater optical communication", *2011 IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps)*, Houston, TX, USA, pp. 833–837, Dec. 2011
- [75] L. Wang, S. L. Jacques, and L. Zheng, "MCML, Monte Carlo modeling of light transport in multi-layered tissues", *Tech. Rep.*, Laser Biology Research Laboratory, University of Texas, M.D. Anderson Cancer Center, Nov. 1995
- [76] T. G. Mayerhöfer, J. Popp, "Beer's law derived from electromagnetic theory" *Spectrochimica Acta Part A: Molecular and Biomolecular Spectroscopy*, vol. 215, pp. 345–347, May 2019
- [77] V. V. Nikishov and V. I. Nikishov, "Spectrum of turbulent fluctuations of the sea-water refraction index", *Int. J. Fluid Mech. Res.*, vol. 27, no. 1, pp. 82–98, 2000
- [78] Korotkova O., Farwell N., and Shchepakina E., "Light scintillation in oceanic turbulence", *Waves in Random and Complex Media*, Vol. 22, No. 2, pp. 260–266, 2012
- [79] M.V. Jamali, F. Akhoundi, and J. A. Salehi, "Performance characterization of relay-assisted wireless optical CDMA networks in turbulent underwater channel", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, no. 6, pp. 4104–4116, Jun. 2016
- [80] W. Liu, Z. Xu, and L. Yang, "SIMO detection schemes for underwater optical wireless communication under turbulence", *Photon. Res.*, vol. 3, no. 3, pp. 48–53, Jun. 2015

- [81] C. D. Mobley, *Light and Water: "Radiative Transfer in Natural Waters"*, San Diego, CA, USA: Academic Press, 1994
- [82] H. Kaushal and G. Kaddoum, "Underwater Optical Wireless Communication", *IEEE Access*, vol. 4, pp. 1518–1547, 2016
- [83] R. Diamant *et al.*, "On the Relationship Between the Underwater Acoustic and Optical Channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 16, no. 12, pp. 8037–8051, Dec. 2017
- [84] H. M. Oubei *et al.*, "Light based underwater wireless communications", *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 57, no. 8S2, p. 08PA06, Aug. 2018
- [85] R. Sanchez and N. J. McCormick, "Analytic beam spread function for ocean optics applications", *Appl. Opt.*, vol. 41, no. 30, pp. 6276-6288, 2002
- [86] F. Yang, J. Cheng, and T. A. Tsiftsis, "Free-space optical communication with nonzero boresight pointing errors", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 2, pp. 713 725, Feb. 2014
- [87] F. Akhoundi, M. V. Jamali, N. B. Hassan, H. Beyranvand, A. Minoofar, and J. A. Salehi, "Cellular Underwater Wireless Optical CDMA Network: Potentials and Challenges," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 4254–4268, 2016
- [88] S. Hessien, S. C. Tokgoz, N. Anous, A. Boyaci, M. Abdallah, and K. A. Qaraqe, "Experimental Evaluation of OFDM-Based Underwater Visible Light Communication System", *IEEE Photonics J.*, vol. 10, no. 5, pp. 1–13, Oct. 2018
- [89] M. V. Jamali, J. A. Salehi, and F. Akhoundi, "Performance Studies of Underwater Wireless Optical Communication Systems With Spatial Diversity: MIMO Scheme", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 65, no. 3, pp. 1176–1192, Mar. 2017
- [90] P. Rohit and P. B. No, "Fishing Using Lights In Coastal Karnataka – A Boon Or Bane", *11th Indian Fisheries and Aquaculture Forum*, Kochi, Nov.2017
- [91] Symposium on Impacts of Fishing on the Environment and Food and Agriculture Organization of the United Nations, "Report of the Symposium on Impacts of Fishing on the Environment", *ICES-FAO Working Group on Fishing Technology and Fish Behaviour*, Bangkok, Thailand, pp. 6-10, May 2013
- [92] A. D. W. Gibson, "Channel Characterisation and System Design for Sub-Surface Communications", Ph.D Thesis, University of Leeds, 2003
- [93] Y. Li, S. Wang, C. Jin, Y. Zhang and T. Jiang, "A Survey of Underwater Magnetic Induction Communications: Fundamental Issues, Recent Advances, and Challenges", *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 21, no. 3, pp. 2466-2487, thirdquarter 2019
- [94] N. Ahmed, "Magneto inductive communication system for underwater wireless sensor networks", Ph.D Thesis, Missouri University of Science and Technology, 2017
- [95] H. Guo, Z. Sun, J. Sun, and N. M. Litchinitser, "M2I: Channel Modeling for Metamaterial-Enhanced Magnetic Induction Communications", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 63, no. 11, pp. 5072–5087, Nov. 2015
- [96] Jiaxin Zhou and Jianyong Chen, "Maximum distance estimation of far-field model for underwater magnetic field communication", *2017 IEEE 7th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC)*, Las Vegas, NV, USA, pp.1-5, Jan. 2017

- [97] N. Pelavas, G. J. Heard, and G. Schattschneider, “Development of an underwater electric field modem”, *2014 Oceans - St. John's*, St. John's, NL, pp.1-5, Sep. 2014
- [98] D. Wei *et al.*, “Exploiting Magnetic Field Analysis to Characterize MI Wireless Communications in Subsea Environments”, *2018 International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC)*, Maui, HI, pp. 805–809, Mar. 2018
- [99] V. P. Bui and W. S. Yeoh, “Propagation and channel characteristics in seawater environment”, *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Memphis, TN, USA, pp. 701–702, Jul. 2014
- [100] U. Qureshi *et al.*, “RF Path and Absorption Loss Estimation for Underwater Wireless Sensor Networks in Different Water Environments”, *Sensors*, vol. 16, no. 6, p. 890, Jun. 2016
- [101] H.-Y. Qi, L.-X. Guo, and Y.-R. Liang, “Electromagnetic wave propagation in weak magnetic field water environment”, *2016 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, Beijing, China, pp. 2650–2653, Jul. 2016
- [102] H. Wang, K. Yang, K. Zheng, Y. Han, and P. Xiao, “Experimental investigation on electromagnetic wave propagation across sea-to-air interface”, *OCEANS 2014 - TAIPEI*, Taipei, Taiwan, pp. 1–6, Apr. 2014
- [103] Z. Nie, S. Wang, T. Deng, and D. Chen, “Research on low-loss and high-speed seabed propagation model for underwater Radio-Frequency-Electromagnetic communication”, *OCEANS 2017 - Aberdeen*, Aberdeen, United Kingdom, pp. 1–8, Jun. 2017
- [104] G. Schultz, “Exploiting Electric and Magnetic Fields for Underwater Characterization”, *Defense Technical Information Center*, Fort Belvoir, VA, Mar. 2011
- [105] C. Bianchi and A. Meloni, “Natural and man-made terrestrial electromagnetic noise: an outlook”, *Annals of Geophysics*, Jan. 2011
- [106] A. Meloni, C. Bianchi, G. Mele, and P. Palangio, “Background electromagnetic noise characterization: the role of external and internal Earth sources”, *Annals of Geophysics*, no. 3, Jul. 2015
- [107] Gill, A.B., Barlett, M., “Literature review on the potential effects of electromagnetic fields and subsea noise from marine renewable energy developments on Atlantic salmon, sea trout and European eel”, *Scottish Natural Heritage Commissioned Report N°401*, 2010
- [108] CIR "World distribution and characteristics of atmospheric radio noise", *Tech. Rep. 322*, International Telecommunication Union, Geneva, 1964
- [109] J. R. Herman, “Reliability of atmospheric radio noise predictions”, *J. RES. NATL. BUR. STAN. SECT. D. RAD. PROP.*, vol. 65D, no. 6, p. 565, Nov. 1961
- [110] International Telecommunication Union, Radio Communication Sector of ITU, “RECOMMENDATION ITU-R P.372-14 - Radio noise”, Aug. 2019
- [111] N. Lumsden, J. Dea, S. Serra, I. Perez, S. Wheeland, and J. D. Rockway, “Effective noise antenna factor FA estimate at depth”, *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, USA, pp. 373–374, Jul. 2017

- [112] M. Manteghi, “An electrically small antenna for underwater applications”, *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Fajardo, PR, USA, pp. 1745–1746, Jun. 2016
- [113] S. I. Inacio *et al.*, “Antenna design for underwater radio communications”, *OCEANS 2016 - Shanghai*, Shanghai, China, pp. 1–6, Apr. 2016
- [114] S. R. Padyath Ravindran, J.-F. Bousquet, and N. Gaoding, “Characterization of a 3D Underwater Magneto-Inductive Transmitter Coil Array”, *OCEANS 2018 MTS/IEEE Charleston*, Charleston, SC, pp. 1–6, Oct. 2018
- [115] A. Massaccesi and P. Pirinoli, “Analysis of antennas for underwater applications”, *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Paris, France, pp. 1907–1910, Mar. 2017
- [116] J. W. Beeman, C. Grant, and P. V. Haner, “Comparison of Three Underwater Antennas for Use in Radiotelemetry”, *North American Journal of Fisheries Management*, vol. 24, no. 1, pp. 275–281, Feb. 2004
- [117] O. Aboderin, S. I. Inacio, H. M. Santos, M. R. Pereira, L. M. Pessoa, and H. M. Salgado, “Analysis of J-Pole antenna configurations for underwater communication”, *OCEANS 2016 MTS/IEEE Monterey*, Monterey, CA, USA, pp. 1–5, Sep. 2016
- [118] H. F. G. Mendez, F. L. Penneç, C. Gac, and C. Person, “Deep Underwater Compatible Wi-Fi Antenna Development”, *14th WPMC*, Brest, France, Oct. 2011
- [119] O. Aboderin, L. M. Pessoa, and H. M. Salgado, “Performance evaluation of antennas for underwater applications”, *2017 Wireless Days*, Porto, Portugal, pp. 194–197, Mar. 2017
- [120] N. George, “Design of Wide Band Antenna for Ocean Communication: Review”, *International Journal of Advanced Computer Research*, vol. 4, no. 1, p. 8, 2014
- [121] S. L. Bernstein *et al.*, “Long-range communications at extremely low frequencies” *Proc. IEEE*, vol. 62, no. 3, pp. 292–312, 1974
- [122] B. Benhabiles, P. Lacour, M. Pellet, C. Pichot, and A. Papiernik, “A study of VLF antennas immersed in sea water: theoretical, numerical, and experimental results” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 38, no. 5, pp. 19–29, Oct. 1996
- [123] M. Siegel and R. King, “Electromagnetic propagation between antennas submerged in the ocean”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 21, no. 4, pp. 507–513, Jul. 1973
- [124] A. Shaw, A. i. Al-Shamma’a, S. R. Wylie, and D. Toal, “Experimental Investigations of Electromagnetic Wave Propagation in Seawater”, *2006 European Microwave Conference*, Manchester, UK, pp. 572–575, Sep. 2006
- [125] R. M. Dunbar, M. R. Frater, M. J. Ryan, and G. N. Milford, “Undersea electromagnetic networking”, *2011 Military Communications and Information Systems Conference*, Canberra, Australia, pp. 1–9, Nov. 2011
- [126] S. Kisseleff, I. F. Akyildiz, and W. Gerstacker, “Beamforming for Magnetic Induction based Wireless Power Transfer Systems with Multiple Receivers” *arXiv:1508.02566 [cs, math]*, Aug. 2015, Accessed: Jan. 30, 2020
- [127] E. Jimenez *et al.*, “Investigation on Radio Wave Propagation in Shallow Seawater: Simulations and Measurements”, *arXiv:1604.03694 [physics]*, Apr. 2016

- [128] C. Yip, A. Goudevenos, and J. Lucas, “Antenna design for the propagation of EM waves in seawater” *uw tech: int j soc uw tech*, vol. 28, no. 1, pp. 11–20, Nov. 2008
- [129] S. I. Inacio *et al.*, “Dipole antenna for underwater radio communications”, *2016 IEEE Third Underwater Communications and Networking Conference (UComms)*, Lerici, Italy, pp. 1–5, Aug. 2016
- [130] G. N. Milford and R. M. Dunbar, “Electromagnetic propagation to VHF frequencies along an insulated wire antenna immersed in saltwater”, *2011 Military Communications and Information Systems Conference*, Canberra, Australia, pp. 1–6, Nov. 2011
- [131] G. Arrabito, “Underwater communication system design using electromagnetic waves”, Master Thesis, Politecnico Di Torino, Apr. 2018
- [132] B. Kelley, K. Manoj, and M. Jamshidi, “Broadband RF communications in underwater environments using multi-carrier modulation”, *2009 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, San Antonio, TX, USA, pp. 2303–2308, Oct. 2009
- [133] A. Massaccesi and P. Pirinoli, “Preliminary results on cylindrical antennas for underwater communication”, *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Fajardo, PR, USA, pp. 1895–1896, Jun. 2016
- [134] O. Aboderin, L. M. Pessoa, and H. M. Salgado, “Analysis of loop antenna with ground plane for underwater communications”, *OCEANS 2017 IEEE- Aberdeen*, Aberdeen, United Kingdom, pp. 1–6, Jun. 2017
- [135] K. N. Alvertos, E. A. Karagianni, K. D. Vardakis, T. K. Mpountas, and D. I. Kaklamani, “Bow-tie antenna for underwater Wireless Sensor Networks”, *2017 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT)*, Athens, Greece, pp. 323–326, 2017
- [136] S. Kumar, “Design and Comparison of Modified Circular Bow-Tie Antenna for Under Water Radio Communication by Optimized Parameters”, Master Thesis, Thapar University, Jun. 2012
- [137] E. A. Karagianni, “Electromagnetic Waves under Sea: Bow-Tie Antenna Design for Wi-Fi Underwater Communications”, *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 41, p. 10, 2015
- [138] A. G. Miquel, “UWB Antenna Design For Underwater Communications”, Master Thesis, Technical University, Delft, 2009
- [139] I. Pasya, H. M. Zali, M. Saat, M. T. Ali, and T. Kobayashi, “Buffer layer configuration for wideband microstrip patch antenna for underwater applications”, *2016 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, Loughborough, Leicestershire, United Kingdom, pp. 1–5, Nov. 2016
- [140] H.-H. Chen, H. N. Chu, and T.-G. Ma, “Fully Planar Amphibious Antenna Using Dual-Operational Mode Synthesized Transmission Lines”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 64, no. 8, pp. 3370–3379, Aug. 2016
- [141] N. Gaoding and J.-F. Bousquet, “A Compact Magneto-Inductive Coil Antenna Design for Underwater Communications”, *Proceedings of the International Conference on Underwater Networks & Systems - WUWNET'17*, Halifax, NS, Canada, pp. 1–5, 2017

- [142] M. Masihpour, A. Johnson, “Cooperative Communication In Near Field Magnetic Induction Communication Systems”, IB2Com, 2010
- [143] B. Gulbahar and O. B. Akan, “A Communication Theoretical Modeling and Analysis of Underwater Magneto-Inductive Wireless Channels”, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 9, pp. 3326–3334, Sep. 2012
- [144] H. Fukuda, N. Kobayashi, K. Shizuno, S. Yoshida, M. Tanomura, and Y. Hama, “New concept of an electromagnetic usage for contactless communication and power transmission in the ocean”, *2013 IEEE International Underwater Technology Symposium (UT)*, Tokyo, pp. 1–4, Mar. 2013
- [145] V. Raina, M. K. Jha, and P. P. Bhattacharya, “The Alive-in-Range Medium Access Control Protocol to Optimize Queue Performance in Underwater Wireless Sensor Networks”, *JTIT*, vol. 4, pp. 31–46, Jan. 2018
- [146] J. H. Goh, A. Shaw, and A. I. Al-Shamma’a, “Underwater wireless communication system”, *J. Phys.: Conf. Ser.*, vol. 178, p. 012029, Jul. 2009
- [147] A. Netchaev, J. Klein, C. Thurmer, B. Carver, and J. Evans, “Medium range underwater communication development system”, *2016 IEEE SENSORS*, Orlando, FL, USA, pp. 1–3, Oct. 2016
- [148] A. Palmeiro, M. Martin, I. Crowther, and M. Rhodes, “Underwater radio frequency communications”, *OCEANS 2011 IEEE - Spain*, Santander, Spain, pp. 1–8, Jun. 2011
- [149] B. Kelley and K. Naishadham, “High data rate undersea broadband radio-frequency communications,” *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Memphis, TN, USA, pp. 695–696, Jul. 2014
- [150] M. Dautta and M. I. Hasan, "Underwater vehicle communication using electromagnetic fields in shallow seas", *2017 International Conference on Electrical, Computer and Communication Engineering (ECCE), Cox’s Bazar*, pp. 38-43, 2017
- [151] Adeleke Oluseye A., “Modulation Methods Employed In Digital Communication: An Analysis”, *IJECS/IJENS*, Vol.12, N°3, p. 85, Jan. 2012
- [152] C. Fischer and M. Slater, “Effects of electromagnetic fields on marine species - A literature review”, Oregon Wave Energy Trust, Sep. 2010
- [153] W. P. Irwin, “Magnet-induced disorientation in hatchling loggerhead sea turtles” *Journal of Experimental Biology*, vol. 206, no. 3, pp. 497–501, Feb. 2003
- [154] M. J. Fuxjager, *et al.* “Magnetic Orientation And Navigation Behavior Of Loggerhead Sea Turtle”, *Journal of Experimental Biology*, pp. 2504-2508, 2011
- [155] F. Campagnaro, R. Francescon, P. Casari, R. Diamant, and M. Zorzi, “Multimodal Underwater Networks: Recent Advances and a Look Ahead”, *Proceedings of the International Conference on Underwater Networks & Systems - WUWNET’17*, Halifax, NS, Canada, pp. 1–8, 2017
- [156] G. COPIN-MONTÉGUT, "Propriétés physiques de l’eau de mer", Ed. Techniques de l’Ingénieur
- [157] “Lecture 4: Major Ions, Conservative Elements and Dissolved Gases in Seawater”, Stanford University

- [158] F.J. Wentz and T. Meissner, "AMSR Ocean Algorithm (Version 2)", EOS Project, Goddard Space Flight Center, Remote Sensing Systems Santa Rosa, CA., 1999
- [159] T. Meissner and F.J. Wentz, "The complex dielectric constant of pure and sea water from microwave satellite observations", *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 42, no. 9, pp. 1836–1849, Sep. 2004
- [160] Zheng, Z., Fu, Y., Liu, K. *et al.* "Three-stage vertical distribution of seawater conductivity", *Sci Rep* 8, 2018
- [161] P. Debye, "Polar Molecules", Dover, 1929.
- [162] R. Somaraju and J. Trumpf, "Frequency, Temperature and Salinity Variation of the Permittivity of Seawater" *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 11, pp. 3441–3448, Nov. 2006
- [163] A. Andryieuski, S. M. Kuznetsova, S. V. Zhukovsky, Y. S. Kivshar, and A. V. Lavrinenko, "Water: Promising Opportunities For Tunable All-dielectric Electromagnetic Metamaterials", *Sci Rep*, vol. 5, no. 1, p. 13535, Oct. 2015
- [164] C. Lefrou, P. Fabry, and J.-C. Poignet, "Passage d'un courant : processus hors équilibre" in *Electrochimie. Concepts fondamentaux illustrés*, EDP Sciences, pp. 53–122, 2013
- [165] E. Conil, "Propagation électromagnétique en milieu complexe : du champ proche au champ lointain", Ph.D Thesis, INPG, Grenoble, Nov. 2005
- [166] L. Hettak, "Mise en œuvre d'un modèle électromagnétique 3D dédié à l'analyse de milieux forestiers et à la détection de cibles sous couvert", Ph.D Thesis, UPMC Université Paris 6, 2017
- [167] S. Bogie, "Conduction and Magnetic Signalling in the Sea", *The Radio and Electrical Engineer*, 42, pp447-452, 1972
- [168] J. Lucas and C. Yip, "A determination of the propagation of electromagnetic waves through seawater", *uw tech: int j soc uw tech*, vol. 27, no. 1, pp. 1–9, Feb. 2007
- [169] C. Uribe and W. Grote, "Radio Communication Model for Underwater WSN", *2009 3rd International Conference on New Technologies, Mobility and Security*, Cairo, Egypt, pp. 1–5, Dec. 2009
- [170] H. Yoshida, "Underwater electromagnetics and its application to unmanned underwater platforms", *2013 IEEE International Underwater Technology Symposium (UT)*, Tokyo, pp. 1–5, Mar. 2013
- [171] B. Kelley and K. Naishadham, "RF Multicarrier Signaling and Antenna Systems for Low SNR Broadband Underwater Communications", *2013 IEEE Topical Conference on Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems*, Austin, TX, pp. 163-165, 2013
- [172] H. Yoshida, N. Iwakiri, T. Fukuda, M. Deguchi, and S. Onogi, "Measurements of underwater electromagnetic wave propagation", *2015 IEEE Underwater Technology (UT)*, Chennai, India, pp. 1–5, Feb. 2015
- [173] R. Bansal, Ed., "*Handbook of engineering electromagnetics.*", New York: Marcel Dekker, 2004

- [174] A. I. Al-Shamma'a, A. Shaw, and S. Saman, "Propagation of Electromagnetic Waves at MHz Frequencies Through Seawater" *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, no. 11, pp. 2843–2849, Nov. 2004
- [175] H. K. Channi, "A Comparative Study of Various Digital Modulation Techniques", NCICSC, Mar. 2014
- [176] S. W. Pallam, M. K. Luka, and M. Aminu, "BER Evaluation of M-QAM Modulation in Wireless Transmission over AWGN Channel", *IJSRSET*, Vol.1, Issue 1, Feb. 2015
- [177] C. A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design", 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, 2005
- [178] I. F. Akyildiz, P. Wang, and Z. Sun, "Realizing Underwater Communication through Magnetic Induction" *IEEE Communications Magazine*, p. 7, 2015
- [179] H. Guo, Z. Sun, and P. Wang, "Multiple Frequency Band Channel Modeling and Analysis for Magnetic Induction Communication in Practical Underwater Environments" *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, no. 8, pp. 6619–6632, Aug. 2017
- [180] S. ZANGUI, "Détermination et modélisation du couplage en champ proche magnétique entre systèmes complexes", Ph.D Thesis, Ecole Centrale de Lyon, 2011
- [181] Y. Morag, N. Tal, M. Nazarathy, and Y. Levron, "Thermodynamic Signal-to-Noise and Channel Capacity Limits of Magnetic Induction Sensors and Communication Systems" *IEEE Sensors J.*, vol. 16, no. 6, pp. 1575–1585, Mar. 2016
- [182] Y. Wang, A. Dobbin, and J.-F. Bousquet, "A compact low-power underwater magneto-inductive modem," in *Proceedings of the 11th ACM International Conference on Underwater Networks & Systems - WUWNet '16*, Shanghai, China, pp. 1–5, 2016
- [183] S. R. Padyat Ravindranh, J. -. Bousquet and N. Gaoding, "Characterization of a 3D Underwater Magneto-Inductive Transmitter Coil Array", *OCEANS 2018 MTS/IEEE Charleston*, Charleston, SC, pp. 1-6, 2018
- [184] M. Chafii, J. Palicot, R. Gribonval, and F. Bader, "Adaptive Wavelet Packet Modulation" *IEEE Trans. Commun.*, vol. 66, no. 7, pp. 2947–2957, Jul. 2018
- [185] W. Zhou and Y. Shin, "Application of OFDM in Underwater Magnetic Induction Communication" 2019 International Conference on Information Networking (ICOIN), Kuala Lumpur, Malaysia, pp. 320-323, 2019
- [186] H. Guo and Z. Sun, "Increasing the Capacity of Magnetic Induction Communication Using MIMO Coil-Array" 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Washington, DC, pp. 1-6, 2016
- [187] D. T. Hoa, "OFDM in near field magnetic induction communication", Ph.D. dissertation, La Trobe University, Melbourne, Australia, 2016
- [188] C. Trask, "Wideband Loop Antenna Matching Networks", Sonoran Radio Research, Tempe, 2008
- [189] Y. Yan, C. Liu, H. Wu, and Y. Dong, "Non-Foster Matching Circuit Design via Tunable Inductor for VLF Receive Loop Antennas" *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2017, pp. 1–10, 2017
- [190] K. S. Song, "Non-Foster Impedance Matching and Loading Networks for Electrically Small Antennas", Ph.D Thesis, Ohio State University, 2011

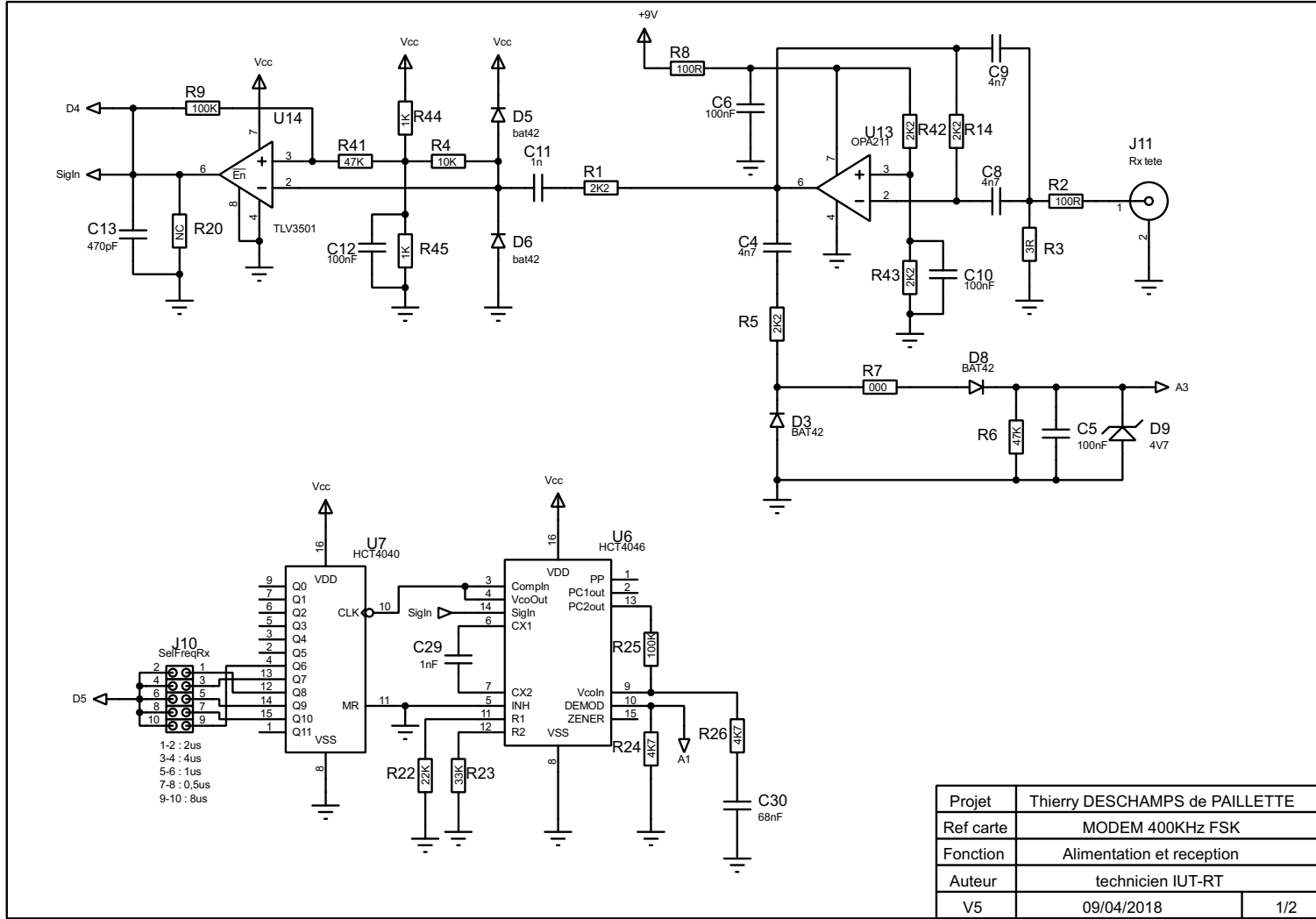
- [191] R.M. Foster, "A reactance theorem", *Bell Syst. Techn. J.*, pp. 259–267, 1924
- [192] W. Geyi, P. Jarmuszewski, and Y. Qi, "Q The Foster Reactance Theorem for Antennas and Radiation", *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, vol. 48, no. 3, p. 12, 2000
- [193] D. E. Gentry, "Broadband Impedance Matching of a Loop Antenna", Master Thesis, Georgia Institute of Technology, 1966
- [194] L. F. Albarracín-Vargas, "Design Strategies For Electrically Small Antennas, Actively Matched With Non-Foster Elements", PhD Thesis, University Carlos III de Madrid, 2017
- [195] V. Iyer, "Broadband Impedance Matching Of Antenna Radiators", Ph.D Thesis, Worcester Polytechnic Institute, 2010
- [196] A. Andújar, J. Anguera, and C. Puente, "A Systematic Method to Design Broadband Matching Networks", *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, Barcelona, pp. 1-5, 2010
- [197] B. D. H. Tellegen, "The Gyrator, a new electric network element.", *Philips Research Laboratories*, Apr. 1948
- [198] Arthur. J. Stokes, "A Gyrator Tuned VLF Receiver", 1994
- [199] M. V. K. Manjula V. Katageri, "LC Active Low Pass Ladder Filter by Lossless Floating Inductor Gyrator" *IOSR-JAP*, vol. 3, no. 3, pp. 1–3, 2013
- [200] C.T. Rim, and C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicles and Mobile Devices : Chap. Gyrator Circuit Model", *Book, Wiley-IEEE Press*, 2017
- [201] W.C. Sutherland, "The Practical Operational-Amplifier Gyrator Circuit for Inductorless Filter Synthesis", NASA, Marshall Space Flight Center, Alabama, 1976
- [202] A. Sharma *et al.*, "Magnetic Induction based Non-Conventional Media Communications: A Review", *IEEE Sensors J.*, pp. 1–1, 2016
- [203] A. Romanova and V. Barzdenas, "A Review of Modern CMOS Transimpedance Amplifiers for OTDR Applications", *Electronics*, vol. 8, no. 10, p. 1073, Sep. 2019
- [204] S. Fuada, A. P. Putra, Y. Aska, and T. Adiono, "Noise Analysis of Trans-impedance Amplifier (TIA) in Variety Op Amp for use in Visible Light Communication (VLC) System", *IJECE*, vol. 8, no. 1, p. 159, Feb. 2018
- [205] T. L. et al Deliyannis, "Chapter 3: Active Elements," ©1999 CRC Press LLC
- [206] W. Zhou and Y. Shin, "Application of OFDM in Underwater Magnetic Induction Communication", *2019 International Conference on Information Networking (ICOIN)*, Kuala Lumpur, Malaysia, pp. 320–323, Jan. 2019
- [207] B. Benarji, G. S. Rao, and S. P. Setty, "BER Performance of OFDM System with various OFDM frames in AWGN, Rayleigh and Rician Fading Channel," *International Journal of Computer Sciences and Engineering*, vol. 3, p. 7, 2015
- [208] R. L. Dua and P. Yadav, "BER Analysis with OFDM using PSK/QAM Techniques for Wireless Communication", *International Journal of Engineering Research*, vol. 1, no. 7, p. 4, 2012
- [209] M. Brandon, "Optimisation conjointe de méthodes de linéarisation de l'émetteur pour des modulations multi-porteuses", ETIS-ENSEA/Université de Cergy-Pontoise - THALES Communications and Security, 2012

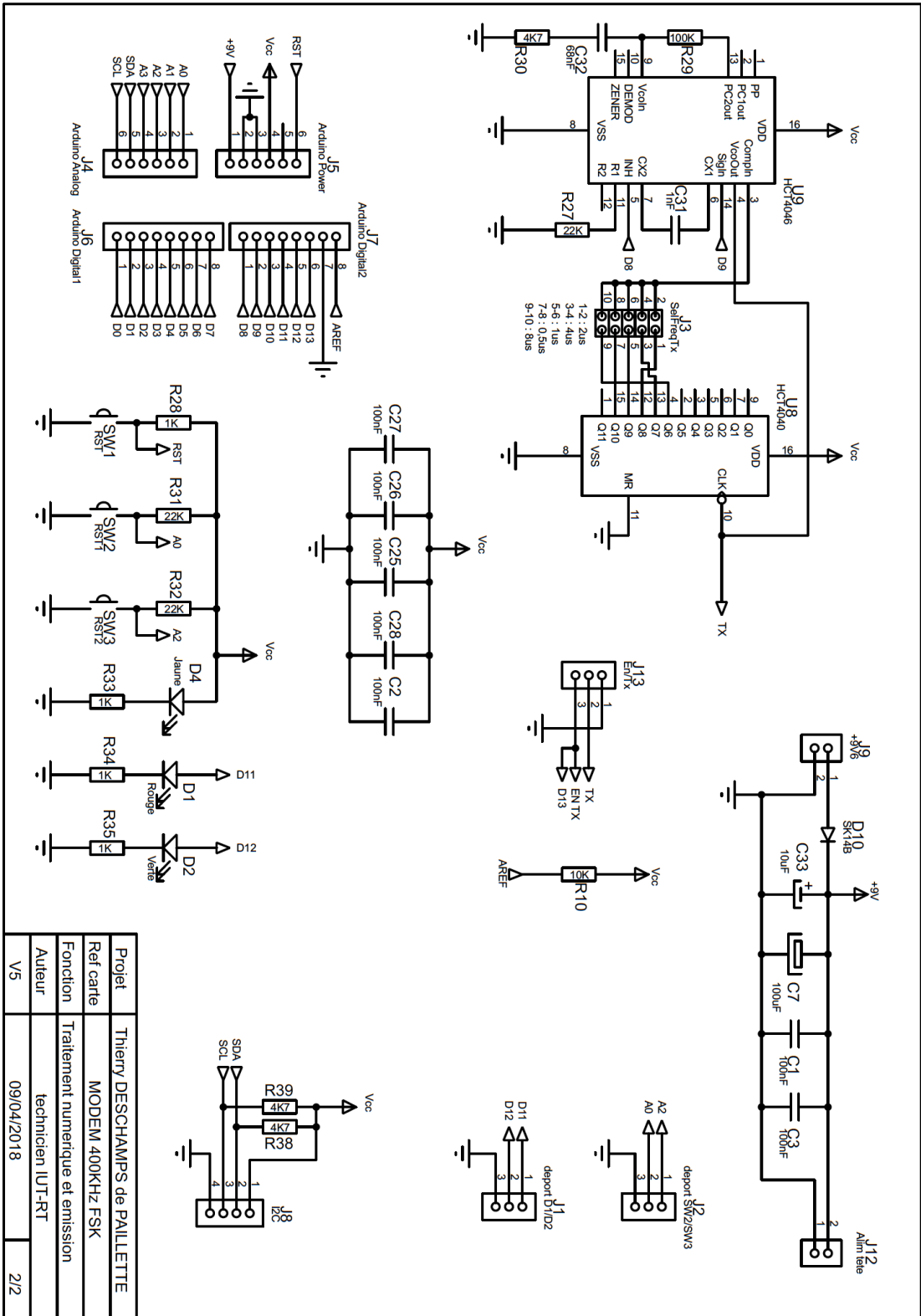
- [210] J. M. Chitode, "Principles of Communication", Technical Publications, 2008
- [211] A. Kumar, S. Bregni, and M. Magarini, "An exact SER expression for QPSK OFDM system in presence of residual CFO and STO", *2016 8th IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*, Medellin, Colombia, pp. 1–6, Nov. 2016
- [212] S. KukuChuku, D. C. Idoniboyeobu, and O. Sunny, "Improved Underwater Wireless Communication System Using OFDM Technique", *American Journal of Engineering Research*, p. 15, 2018
- [213] T. K. Roy and S. M. A. Razzak, "BER Performance Analysis of OFDM System using M-PSK Modulation Scheme over AWGN Channel", *International Conference on Electrical, Computer and Telecommunication Engineering*, Ruet, Bangladesh, 2012
- [214] S. O. Ajose, A. L. Imoize, and O. M. Obiukwu, "Bit error rate analysis of different digital modulation schemes in orthogonal frequency division multiplexing systems", *Nig. J. Tech.*, vol. 37, no. 3, p. 727, Jul. 2018

ANNEXES

Annexe 1 : Plan modem EM - 400kHz

(Conception, réalisation et mise au point : Thierry DESCHAMPS de PAILLETTE et Etienne MIGOT)
 (Logiciel : Thierry DESCHAMPS de PAILLETTE)



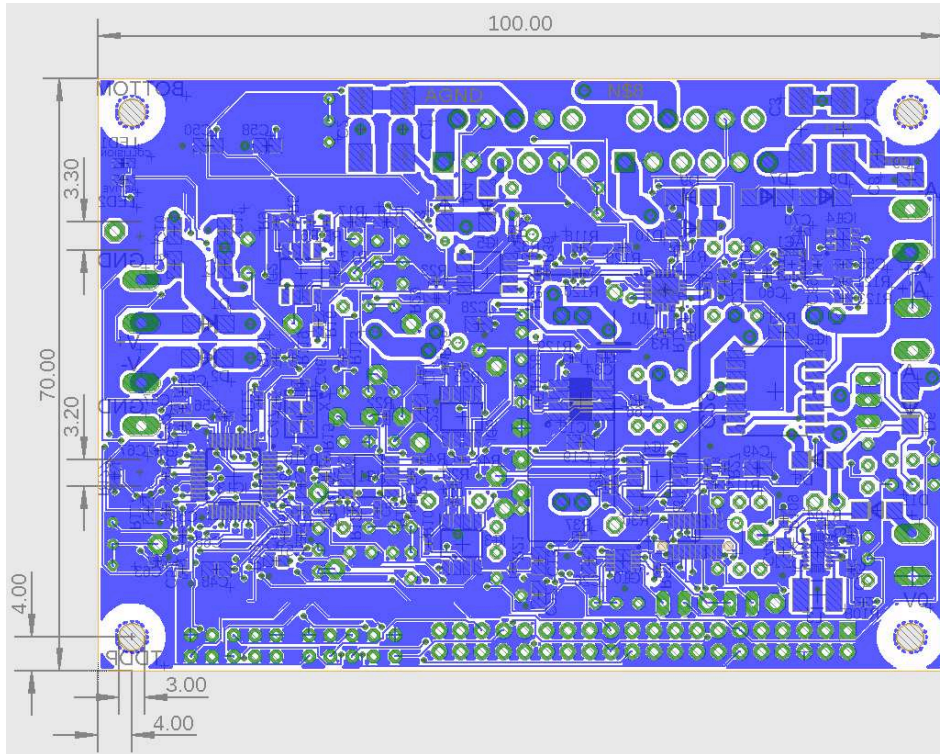


Annexes 2 :

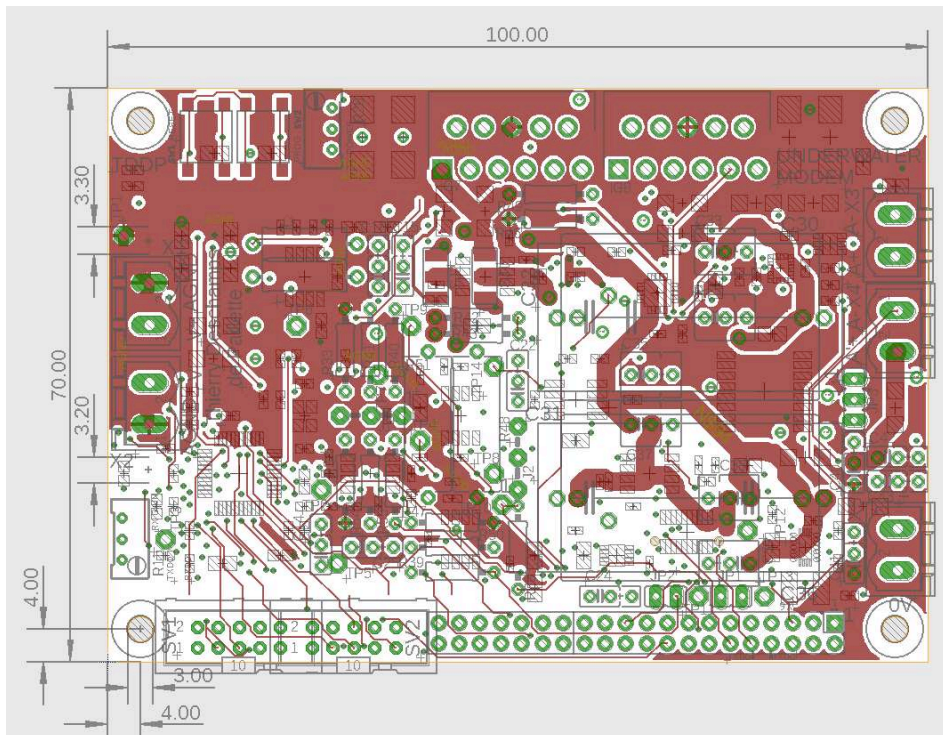
Routage (6 couches) du MODEM Magnéto-Inductif

(Conception, réalisation et mise au point (matériel et logicielle) : Thierry DESCHAMPS de PAILLETTE)

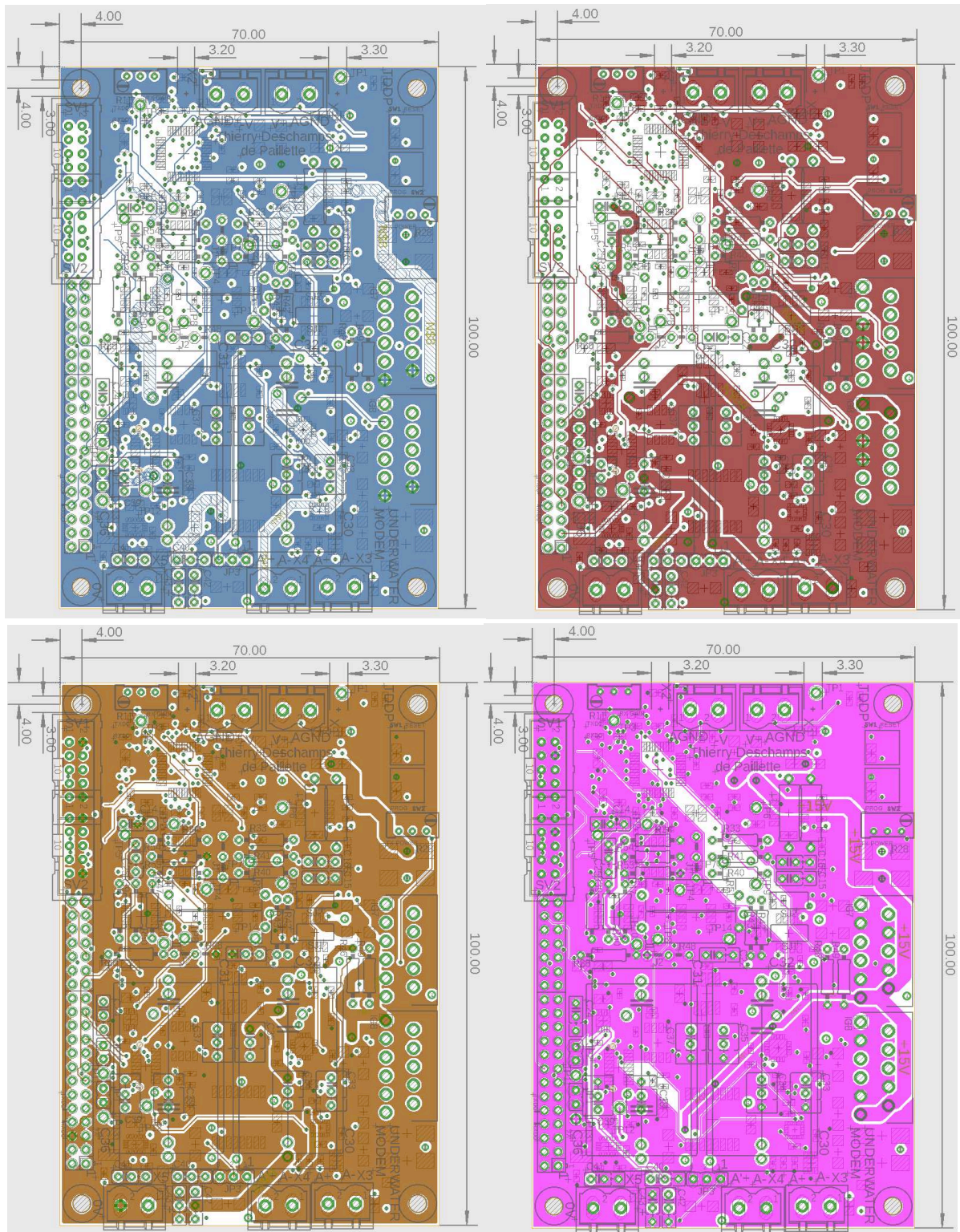
Vue de dessous :



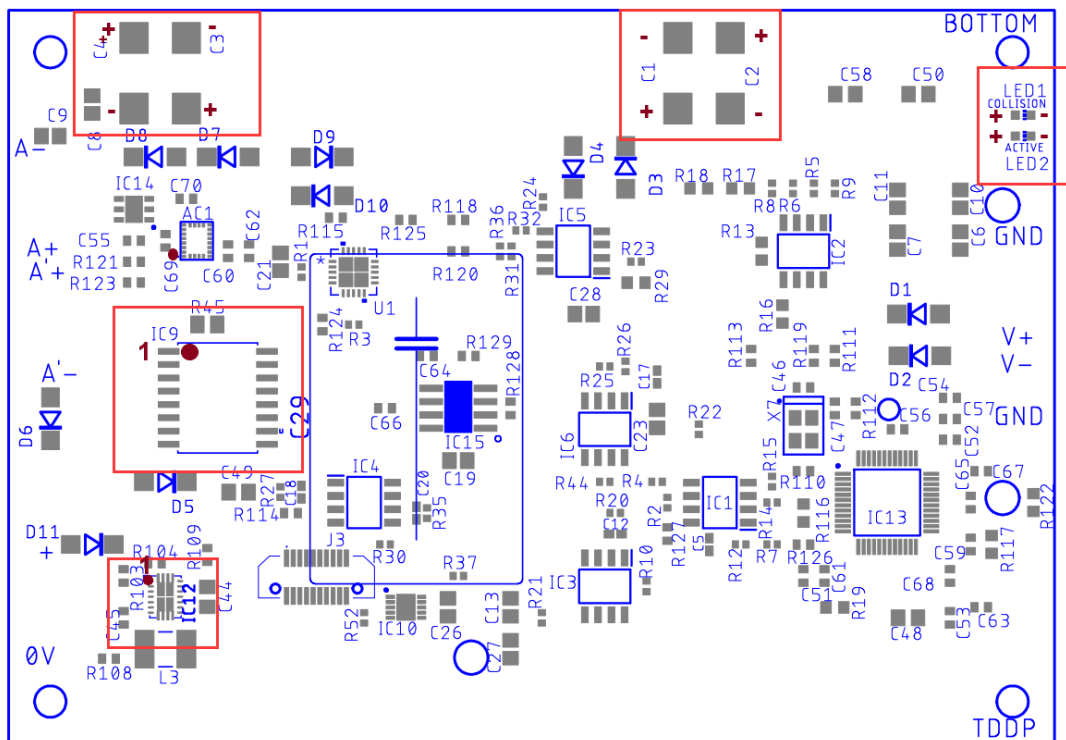
Vue de dessus :



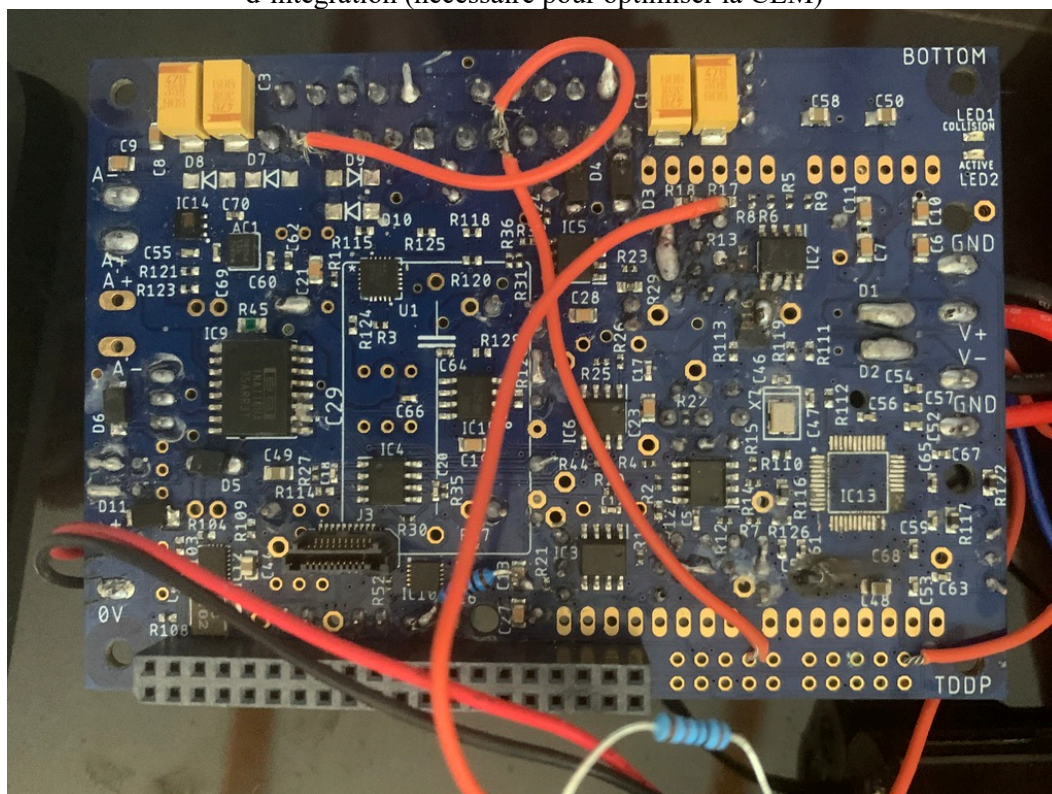
Couches 2,3,4 et 5 (intégrant systématiquement des plans de masses alternés +/- pour limiter les couplages et autres phénomènes d'interférences ou de bruits)



Placement optimisé côté CMS tenant compte de la CEM en isolant les parties puissances (alimentations, mesures de courants...) des étages de mesures des petits signaux.



Une mise au point difficile pour tester indépendamment chaque fonction en raison du niveau d'intégration (nécessaire pour optimiser la CEM)



Transmissions numériques sans-fil pour la surveillance environnementale en milieu sous-marin.

Thèse de Thierry DESCHAMPS de PAILLETTE

Soutenue le 22 Octobre 2020,
Institut Océanographique de Monaco



Résumé :

La surveillance de l'environnement sous-marin nécessite le déploiement de capteurs et d'infrastructures dédiées dont le coût et l'impact sur la faune et la flore doivent être réduits. L'application cible vise des zones géographiques inférieures à 1km^2 dans lesquelles les transmissions de flux vidéo et de mesures, prélevés par des capteurs immergés, doivent être réalisées sans-fil sur des distances supérieures à 10m avec un débit minimum de 80kbps pour des puissances d'émission d'une dizaine de Watts. Une étude comparative des méthodes de communication acoustiques, optiques et électromagnétiques en eau de mer est présentée. Cette analyse est introduite en définissant un ensemble de critères de performances destinés à évaluer et sélectionner la technique la mieux adaptée aux besoins applicatifs. Les méthodes électromagnétiques, dont les coûts de déploiements et l'impact environnemental sont minimaux, présentent toutefois des limitations de portée pour le débit de données souhaité. La suite de cette thèse présente les travaux de recherche qui ont été menés pour lever ces verrous technologiques. Un premier modèle simplifié de propagation des champs électromagnétiques en milieu subaquatique a été développé pour différencier les modes de propagation favorisant les pertes par conduction de celles engendrées par les propriétés diélectriques de l'eau de mer. Des prototypes d'antennes ont été développés pour tenter d'exciter le milieu en favorisant l'un ou l'autre mode. Finalement, l'étude détaillée d'un modèle de couplage magnéto-inductif a permis de réaliser et d'évaluer les performances d'une telle liaison en utilisant des techniques originales d'élargissement de bande passante qui ont été implémentées avec succès dans un prototype de MODEM sous-marin.