



**HAL**  
open science

# Nouveaux concepts de transmission vidéo en milieu marin pour améliorer le débit et la qualité des liaisons inter bateaux.

William Hubert

## ► To cite this version:

William Hubert. Nouveaux concepts de transmission vidéo en milieu marin pour améliorer le débit et la qualité des liaisons inter bateaux.. Electronique. Télécom Bretagne, Université de Bretagne Occidentale, 2013. Français. NNT: . tel-00821997

**HAL Id: tel-00821997**

**<https://theses.hal.science/tel-00821997>**

Submitted on 13 May 2013

**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.

Sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

## Télécom Bretagne

En habilitation conjointe avec l'Université de Bretagne Occidentale

Ecole Doctorale – sicma

---

### Nouveaux concepts de transmission vidéo en milieu marin pour améliorer le débit et la qualité des liaisons inter bateaux

---

#### Thèse de Doctorat

Mention : Sciences de l'Ingénieur

Présentée par **William Hubert**

Département : Micro-Ondes

Laboratoire : Lab-STICC – Pôle : Micro-Ondes et Matériaux (MOM)

Directeur de thèse : Michel Ney

Soutenue le 11 Janvier 2013

#### Jury :

##### Rapporteurs

M. Rodolphe Vauzelle

Professeur, XLIM-SIC, Université de Poitiers

M. Ghaïs El Zein

Professeur, IETR, INSA Rennes

##### Examineurs

M. Emanuel Radoi

Professeur, Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale

M. Yvon-Marie Le Roux

Directeur d'Études, Lab-STICC, Télécom Bretagne

Mme Anne Flamand

Ingénieure, Département COM, DCNS Le Mourillon

##### Invités

M. Jean-Manuel Elissalt

Docteur-Ingénieur, Département EM, DCNS Research

M. Cyril Gazzano

Ingénieur, Département COM, DCNS Le Mourillon

# Résumé de la thèse

*« Nouveaux concepts de transmission vidéo en milieu marin pour améliorer le débit et la qualité des liaisons inter bateaux »*

Les moyens de communications actuels des bâtiments de surface ne permettent pas d'entretenir des liaisons point-à-point avec des débits supérieurs à 10 Mbits/s et sur de longues portées (>10 MN). Or, un tel besoin est rencontré dans le cadre d'un projet de transmission vidéo en temps réel depuis une embarcation légère vers son navire support. De plus, ce nouveau besoin doit être analysé en considérant les contraintes inhérentes au milieu marin, à l'intégration des systèmes aux plateformes et à la lumière des nouvelles technologies.

Dans une première partie, une analyse des caractéristiques qui distinguent une liaison vidéo en temps réel d'une liaison à haut débit classique est proposée. Ensuite, différents modèles de propagation sont mis en œuvre pour déterminer les propriétés du canal radio en milieu marin. Cette analyse est complétée par une étude qualitative des phénomènes induits par la dégradation de l'état de mer. La troisième partie débute par une étude du canal de transmission à longue portée qui démontre la nécessité d'utiliser des antennes directives. Le développement d'un modèle de canal intégrant l'attitude des plateformes et les données de rayonnement des antennes est donc détaillé. Enfin, la recherche de structures rayonnantes directives adaptées aux plateformes est abordée dans la dernière partie. La solution proposée pour l'embarcation légère est développée par la suite. Basée sur un réseau circulaire fonctionnant en bande S, son architecture permet d'obtenir un gain maximal supérieur à 10 dBi tout en facilitant son intégration à bord.

Mots clés : *communications numériques, canaux de propagation et de transmission radio sur mer, réseaux d'antennes*

## Abstract

*“New concepts of oversea video transmission for enhancing intership-link data rate and quality”*

Current surface-ship communication systems are not able to maintain point-to-point high data rate links, up to 10 Mbits/s, within a large range (over 10 NM). However, such specification is required if a real-time video transmission from a small boat to its carrier is considered. As a result, this new requirement should be analyzed by considering the constraints induced by the marine environment and by the system platform integration in the light of new technologies.

In the first part, an analysis of the characteristics that distinguish a real-time video transmission from a standard high data-rate link is proposed. Then, different propagation models are used to determine the radio channel properties in the marine environment. This analysis is complemented by a qualitative study of phenomena induced by the sea-state degradation. The third part begins with a transmission channel study at long range which demonstrates the necessity of using antennas with directive properties. The development of a channel model including the attitude of platforms as well as the antenna radiating parameters is detailed. Finally, the research of radiating structures with directive properties and adapted to each platform is discussed in the last section. The proposed solution for the small boat is developed thereafter. Based on a S-band circular array, its design provides a maximum gain greater than 10 dBi while remaining compatible with onboard integration.

Keywords: *digital communications, oversea radio propagation and transmission channels, antenna arrays*

---

## Remerciements

Je tiens en premier lieu à remercier Michel NEY, Professeur à Télécom Bretagne, pour avoir dirigé mes recherches du début jusqu'à leur terme avec tant de sollicitude et de clairvoyance. Je remercie également Yvon-Marie LE ROUX, Directeur d'Études à Télécom Bretagne, pour ses conseils avisés et son expertise. Je tiens aussi à exprimer ma gratitude envers Jean-Luc BIANCHINI, ancien responsable du département Communications de DCNS, et à Albert LÊ, ancien responsable de système au département Communications, pour avoir initié cette thèse. J'espère qu'ils trouveront dans ce mémoire des éléments de réponse aux problématiques qui ont motivé mes travaux. Par ailleurs, je remercie Anne FLAMAND, responsable du groupe Bâtiments de Surface au sein du département Communications, qui a donné une orientation industrielle à mes recherches.

Mes remerciements vont également aux membres du jury et tout particulièrement aux rapporteurs de ce mémoire : Rodolphe VAUZELLE, Professeur à l'Université de Poitiers, et Gaïs EL ZEIN, Professeur à l'INSA de RENNES. Je suis reconnaissant que Jean-Manuel ELISSALT et Cyril GAZZANO, ingénieurs chez DCNS, aient acceptés de participer à la conclusion de mes travaux. Enfin, je suis honoré qu'Emanuel RADOI, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale, ait présidé mon jury.

Je tiens à remercier chaleureusement Bernard DELLA, ingénieur à Télécom Bretagne, pour son expertise et sa bonne humeur. Je remercie également Emmanuel OUTTERS, ingénieur au département Communications de DCNS, pour son soutien et sa gentillesse. Enfin, je ne peux terminer ces quelques lignes sans exprimer ma pensée la plus amicale et ma grande reconnaissance à mes collègues des départements Micro-Ondes et Électronique de Télécom Bretagne et Communications de DCNS, pour leur accueil et leur soutien inconditionnel durant ces trois années.

# Table des matières

<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>1 Transmettre de la vidéo en temps réel</b>	<b>3</b>
1.1 Le codage de source . . . . .	3
1.1.1 Codage intra-frame . . . . .	4
1.1.2 Codage inter-frames . . . . .	8
1.1.3 Le MPEG-2 . . . . .	9
1.1.4 Le MPEG-4 . . . . .	11
1.1.5 Conclusions sur le codage de source . . . . .	12
1.2 Architecture orientée réseau . . . . .	13
1.2.1 Piles de protocoles . . . . .	13
1.2.2 La couche d'abstraction réseau du H.264 . . . . .	15
1.2.3 Les protocoles RTP et UDP . . . . .	17
1.2.4 Le protocole IP . . . . .	17
1.2.5 Conclusions sur l'orientation réseau . . . . .	18
1.3 Résistance aux erreurs . . . . .	18
1.3.1 Impact de la perte de paquets . . . . .	18
1.3.2 Relation entre TPP et TEB . . . . .	19
1.3.3 Outils de résistance aux erreurs . . . . .	20
1.3.4 Codage de canal . . . . .	20
1.3.5 Codage conjoint source-canal . . . . .	21
1.3.6 Conclusions sur la résistance aux erreurs . . . . .	22
1.4 Modulations mono et multi-porteuses . . . . .	22
1.4.1 Principes généraux de l'OFDM . . . . .	22
1.4.2 Intérêts de l'OFDM . . . . .	25
1.4.3 Inconvénients de l'OFDM face aux systèmes mono-porteuse .	26
1.4.4 Conclusions sur les mono et multi-porteuses . . . . .	27
1.5 Conclusion du chapitre . . . . .	27
<b>2 Propagation des ondes radio en milieu marin</b>	<b>29</b>
2.1 Propagation dans l'atmosphère . . . . .	29
2.1.1 La réfraction des ondes dans la troposphère . . . . .	30
2.1.2 Atténuation par les gaz de l'atmosphère . . . . .	32
2.1.3 Atténuation par les hydrométéores . . . . .	32

2.1.4	Conclusions sur la propagation dans l’atmosphère . . . . .	33
2.2	Le modèle à deux trajets . . . . .	34
2.2.1	Construction du modèle . . . . .	34
2.2.2	Expression du champ résultant . . . . .	35
2.2.3	Expression du facteur de réflexion . . . . .	36
2.2.4	Expression du facteur de divergence . . . . .	38
2.2.5	Première mise en œuvre et conclusions . . . . .	39
2.3	Diffraction et diffusion par la surface de la mer . . . . .	41
2.3.1	Intégration de la diffraction sphérique . . . . .	42
2.3.2	La diffusion par la surface de la mer . . . . .	43
2.3.3	Le masquage par les vagues . . . . .	44
2.3.4	Conclusions sur la diffraction et la diffusion . . . . .	44
2.4	Mise en œuvre des modèles . . . . .	45
2.4.1	Distance de liaison tangente . . . . .	45
2.4.2	Amplitude efficace du champ en limite de visibilité radio . .	46
2.4.3	Diversité de polarisation . . . . .	48
2.4.4	Diversité spatiale . . . . .	48
2.4.5	Diversité de fréquence et bande de cohérence . . . . .	51
2.4.6	Conclusions sur la mise en œuvre des modèles . . . . .	52
2.5	Conclusion du chapitre . . . . .	53
<b>3</b>	<b>Modélisation du canal de transmission</b>	<b>54</b>
3.1	Synthèse des paramètres de transmission . . . . .	54
3.1.1	Puissance reçue . . . . .	55
3.1.2	Puissance du bruit . . . . .	56
3.1.3	Modulations, débit et RSB utile . . . . .	58
3.1.4	Estimation du seuil de sensibilité du récepteur . . . . .	61
3.1.5	Conclusions sur la synthèse des paramètres de transmission .	63
3.2	Développement d’un modèle de canal incluant antennes et mouve- ments de plateforme . . . . .	64
3.2.1	Effets des mouvements de plateforme . . . . .	64
3.2.2	Modélisation géométrique et intégration des mouvements . .	64
3.2.3	Intégration des antennes . . . . .	66
3.2.4	Expression matricielle de la puissance reçue . . . . .	69
3.2.5	Fonctionnement du script et conclusions . . . . .	71
3.3	Mise en œuvre du modèle de transmission . . . . .	72
3.3.1	Première simulation en l’absence d’attitude . . . . .	72
3.3.2	Approximation des mouvements d’une embarcation légère sur une houle régulière . . . . .	74
3.3.3	Simulations avec une houle régulière . . . . .	76
3.3.4	Décalage et étalement Doppler . . . . .	80
3.3.5	Conclusions sur les simulations . . . . .	82
3.4	Conclusion du chapitre . . . . .	83

<b>4 Étude et réalisation de structures rayonnantes adaptées aux plateformes</b>	<b>85</b>
4.1 Sélection d'antennes adaptées aux plateformes . . . . .	86
4.1.1 Généralités sur les antennes . . . . .	86
4.1.2 Sélection par les méthodes de pointage . . . . .	89
4.1.3 Détermination d'une structure adaptée au navire support . .	94
4.1.4 Mise en œuvre . . . . .	98
4.1.5 Détermination d'une structure adaptée à l'embarcation légère	99
4.1.6 Conclusions sur la sélection de structures adaptées . . . . .	101
4.2 Conception d'une structure pour embarcation légère . . . . .	102
4.2.1 Synthèse du réseau circulaire . . . . .	103
4.2.2 Choix et dimensionnement des éléments rayonnants . . . . .	112
4.2.3 Optimisation du profil de la structure . . . . .	118
4.2.4 Résultats de simulation . . . . .	125
4.2.5 Étude du couplage . . . . .	131
4.2.6 Conclusions sur la conception . . . . .	134
4.3 Réalisation et mesures de la structure . . . . .	136
4.3.1 Caractérisation du circuit d'alimentation . . . . .	136
4.3.2 Présentation du prototype . . . . .	139
4.3.3 Présentation des mesures . . . . .	144
4.3.4 Conclusions sur la réalisation et les mesures . . . . .	148
4.4 Conclusion du chapitre . . . . .	148
<b>Conclusion</b>	<b>150</b>
<b>A Permittivité complexe relative de l'eau de mer</b>	<b>154</b>
<b>B Le modèle de diffraction sphérique de l'UIT</b>	<b>157</b>
<b>C Expressions mathématiques pour le modèle de transmission</b>	<b>159</b>
C.1 Suivi de la position des antennes . . . . .	159
C.2 Calcul des coordonnées du point de réflexion dans le repère terrestre	161
C.3 Détermination des axes et angles de pointage . . . . .	163

# Table des figures

1.1	Le système YUV . . . . .	5
1.2	Bloc 8x8 extrait . . . . .	5
1.3	Exemple de <i>Group Of Pictures</i> . . . . .	8
1.4	Les modèles d'architecture réseau . . . . .	14
1.5	Structure d'un NALU . . . . .	16
1.6	En-tête UDP . . . . .	18
1.7	Densité spectrale de puissance de $\Psi_{k,0}$ . . . . .	23
1.8	Densités spectrales de puissance de 7 porteuses orthogonales . . . . .	24
1.9	Schéma d'un modulateur OFDM . . . . .	25
2.1	Modification du rayon terrestre moyen . . . . .	30
2.2	Atténuation linéique due au gaz de l'atmosphère en fonction de la fréquence [38] . . . . .	32
2.3	Atténuation linéique due à la pluie en fonction de la fréquence [40] . . . . .	33
2.4	Situation géométrique du modèle à deux trajets . . . . .	34
2.5	Variation du facteur de divergence en fonction de la distance . . . . .	39
2.6	Profil du canal de propagation . . . . .	40
2.7	Profil du canal de propagation par mer 2 . . . . .	41
2.8	Profil du canal de propagation à longue distance . . . . .	43
2.9	Diversité de polarisation à courte distance . . . . .	48
2.10	Diversité spatiale horizontale . . . . .	49
2.11	Variation de la hauteur en réception . . . . .	50
2.12	Exploitation de la diversité spatiale verticale . . . . .	51
2.13	Utilisation conjointe de la diversité de fréquence et d'espace . . . . .	52
3.1	Situation géométrique du modèle 3D . . . . .	65
3.2	Repère local, attaché aux plateformes . . . . .	65
3.3	Repère attaché aux antennes et composantes du champ . . . . .	67
3.4	Décomposition de la réflexion . . . . .	70
3.5	Schéma de fonctionnement du script . . . . .	71
3.6	Profil du canal de transmission en fonction de la distance . . . . .	73
3.7	Scénario 1 : inclinaison dans le plan d'incidence . . . . .	76
3.8	Scénario 1 : Variation de la puissance reçue . . . . .	77
3.9	Scénario 1 : Variation du gain effectif des antennes . . . . .	77

3.10	Scénario 1 : Variation du gain effectif des antennes (bis) . . . . .	78
3.11	Scénario 2 : inclinaison normale au plan d'incidence . . . . .	78
3.12	Scénario 2 : Angle de pointage azimutal des antennes . . . . .	79
3.13	Scénario 1 : Vitesse instantanée des antennes, vitesse tangentielle due au pilonnement et au roulis avec $h_A = 2$ m et $h_B = 25$ m . . . . .	81
3.14	Scénario 1 : fréquences Doppler sur chaque trajet . . . . .	81
3.15	Scénario 2 : fréquences Doppler sur chaque trajet, $D = 30$ mètres . . . . .	82
3.16	Scénario 2 : fréquences Doppler sur chaque trajet, $D = 930$ mètres . . . . .	82
4.1	Exemple de servomoteur de marque JVL . . . . .	90
4.2	Exemple de cornet pyramidal . . . . .	90
4.3	Exemple de commutateur RF . . . . .	91
4.4	Principe de la commutation de faisceaux . . . . .	93
4.5	Principe des antennes ESPAR . . . . .	94
4.6	Vue de profil d'une Frégate Multi-Mission de DCNS . . . . .	95
4.7	Effet de l'intégration des antennes sur une mâture . . . . .	96
4.8	Schéma d'un secteur composés de 6 dipôles plaqués . . . . .	97
4.9	Diagramme de rayonnement de la solution proposée pour le navire support . . . . .	98
4.10	Embarcation de type semi-rigide . . . . .	99
4.11	Géométrie du réseau circulaire . . . . .	103
4.12	Facteur de réseau circulaire à 12 éléments . . . . .	104
4.13	Niveau moyen du facteur de réseau dans le plan azimutal . . . . .	107
4.14	Diagramme de rayonnement en élévation d'un réseau circulaire à 14 éléments . . . . .	107
4.15	Niveau maximal des lobes indésirables du réseau circulaire en mode pointé . . . . .	108
4.16	Dipôle devant un cylindre réflecteur . . . . .	109
4.17	Gain d'un dipôle devant un cylindre réflecteur . . . . .	110
4.18	Réseau circulaire à 16 dipôles avec et sans cylindre réflecteur, mode omnidirectionnel . . . . .	111
4.19	Réseau circulaire à 16 dipôles avec et sans cylindre réflecteur, mode pointé . . . . .	111
4.20	Dipôle réalisé en technologie plaquée vu de dessous . . . . .	113
4.21	Comparaison des performances en réseau circulaire des dipôles et patches . . . . .	114
4.22	Diagramme en élévation du monopôle . . . . .	115
4.23	Vue 3D d'un monopôle sur plan de masse circulaire avec jupon . . . . .	115
4.24	Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence et du rayon du plan de masse . . . . .	116
4.25	Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence et du rayon du plan de masse . . . . .	117
4.26	Diagramme en élévation d'un réseau de 16 monopôles . . . . .	118
4.27	Géométrie de la réflexion par un plan métallique . . . . .	119

4.28	Vue 3D d'un monopôle sur un plan de masse infini avec cylindre réflecteur . . . . .	120
4.29	Diagramme de rayonnement en élévation d'un monopôle devant un cylindre réflecteur . . . . .	120
4.30	Vue 3D d'un monopôle avec cylindre réflecteur et jupon incliné . . .	121
4.31	Diagramme de rayonnement en élévation d'un monopôle devant un cylindre réflecteur (bis) . . . . .	121
4.32	Insertion d'une coiffe : profil de la cavité . . . . .	122
4.33	Effet de la hauteur du cylindre sur le diagramme de rayonnement en élévation . . . . .	123
4.34	Demi-profil de la structure, paramètres géométriques du jupon inférieur . . . . .	123
4.35	Vue 3D de la structure avec la coiffe et les jupons . . . . .	123
4.36	Diagramme de gain en élévation de la structure . . . . .	124
4.37	Demi-profil de la structure après insertion des anneaux . . . . .	125
4.38	Vue 3D de la structure rayonnante . . . . .	126
4.39	Diagramme de rayonnement en gain de la structure en mode omnidirectionnel . . . . .	127
4.40	Diagramme de rayonnement en gain de la structure en mode pointé à $0^\circ$ . . . . .	128
4.41	Diagramme en gain de réalisé de la structure dans le plan H . . . .	129
4.42	Module des paramètres $S_{nm}$ des éléments rayonnants . . . . .	130
4.43	Représentation des accès du réseau . . . . .	132
4.44	Paramètres $S_{1n}$ de la structure . . . . .	132
4.45	Paramètres $S$ actifs ou de balayage de la structure . . . . .	133
4.46	Représentation de la structure avec des séparateurs . . . . .	134
4.47	Diagramme de rayonnement 3D en gain réalisé de la structure . . .	135
4.48	Photo du circuit d'alimentation de la structure en mode omnidirectionnel . . . . .	137
4.49	Coefficients de réflexion et de transmission pour les 16 sorties du circuit d'alimentation . . . . .	138
4.50	Écart de phase absolu avec les spécifications pour les trois modes .	139
4.51	Structure métallique en aluminium avant insertion des monopôles .	140
4.52	Monopôle et connecteur SMA standard avec extension de diélectrique et d'âme . . . . .	140
4.53	Photos de la structure après insertion des monopôles . . . . .	141
4.54	Coefficients de réflexion des monopôles, comparaison avec les résultats de simulations sous HFSS <sup>©</sup> . . . . .	142
4.55	Termes du couplage entre les monopôles (coefficients de transmission), comparaison avec les résultats de simulations sous HFSS <sup>©</sup> . .	143
4.56	Vue de dessous de la structure après insertion du dispositif d'alimentation . . . . .	143
4.57	La structure rayonnante dans la SG24 de SATIMO . . . . .	144

4.58	Diagramme de rayonnement en gain à 2,3 GHz de la structure en mode omnidirectionnel . . . . .	145
4.59	Courbe d'adaptation du système en mode 0 . . . . .	146
4.60	Diagramme de rayonnement en gain à 2,3 GHz de la structure en mode pointé à $0^\circ$ . . . . .	146
4.61	Diagramme en gain de la structure en mode pointé, pour trois fréquences . . . . .	147
A.1	Permittivité relative et conductivité de la mer en fonction de la fréquence . . . . .	156
C.1	Schéma pour le calcul des coordonnées de $P$ . . . . .	162

# Liste des tableaux

1.1	Bloc 8x8 extrait ( $Y_1$ ) . . . . .	6
1.2	Transformée du bloc extrait ( $Y_2$ ) . . . . .	6
1.3	Matrice de quantification $Q$ . . . . .	6
1.4	Bloc quantifié ( $Y_3$ ) . . . . .	6
1.5	Codage du bloc quantifié . . . . .	7
1.6	Les profils du MPEG-2 . . . . .	10
1.7	Les niveaux du MPEG-2 . . . . .	10
1.8	Les différents types de NALU . . . . .	16
2.1	État de mer et élévation de la surface en mètres . . . . .	38
2.2	Niveaux de champ électrique en limite de visibilité radio, configuration 1 . . . . .	47
2.3	Niveaux de champ électrique en limite de visibilité radio, configuration 2 . . . . .	47
2.4	Niveaux de champ électrique en limite de visibilité radio, configuration 3 . . . . .	47
3.1	Puissance reçue (en dBm) avec un dipôle en limite de liaison tangente	56
3.2	Puissance du bruit en fonction de la largeur de bande . . . . .	57
3.3	Calculs de débits bruts en Mbits/s pour $\alpha = 0,35$ . . . . .	60
3.4	Comparaison des débits bruts en Mbits/s de la BPSK et de la GMSK	61
3.5	Combinaisons retenues pour la liaison 1 . . . . .	62
3.6	Combinaisons retenues pour la liaison 2 . . . . .	62
3.7	Seuils de sensibilité des combinaisons retenues pour la liaison 1 . . .	63
3.8	Seuils de sensibilité des combinaisons retenues pour la liaison 2 . . .	63
3.9	Composantes du rayonnement en fonction de la polarisation . . . . .	68
3.10	Paramètres des deux liaisons pour le calcul du seuil de sensibilité . .	72
3.11	Paramètres retenus pour les simulations . . . . .	75
4.1	Caractéristiques de réseaux planaires de patches rectangulaires . . . .	96
4.2	Données initiales pour la conception de la structure . . . . .	102
4.3	Valeur maximale du facteur de réseau et rayon à 2,3 GHz . . . . .	106
4.4	Intervalles d'intérêt pour la distance inter éléments . . . . .	108
4.5	Valeurs centrales des intervalles d'intérêt et largeurs de bande . . .	109

4.6	Paramètres clés de la structure rayonnante . . . . .	126
4.7	Performances de la structure rayonnante en simulation . . . . .	134
4.8	Phases d'alimentation des éléments rayonnants pour 3 modes de fonctionnement de la structure . . . . .	136

# Liste des acronymes

## A,B,C

<b>ABF :</b>	<i>Aerial Beam Forming</i>
<b>ARPANET :</b>	<i>Advanced Research Projects Agency Network</i>
<b>ARQ :</b>	<i>Automatic Repeat Request</i>
<b>ARV :</b>	analyseur de réseau vectoriel
<b>AVC :</b>	<i>Advanced Video Coding</i>
<b>BPSK :</b>	<i>Binary Phase-Shift Keying</i>
<b>CABAC :</b>	<i>Context-Adaptive Binary Arithmetic Coding</i>
<b>CAVLC :</b>	<i>Context-Adaptive Variable Length Coding</i>
<b>CEM :</b>	Compatibilité Électro-Magnétique
<b>CPFSK :</b>	<i>Continuous Phase-Frequency Shift Keying</i>

## D,E,F

<b>DBF :</b>	<i>Digital Beam Forming</i>
<b>DCT :</b>	<i>Discrete Cosine Transform</i>
<b>DOA :</b>	<i>Direction Of Arrival</i>
<b>FEC :</b>	<i>Forward Error Correction</i>
<b>FMO :</b>	<i>Flexible Macroblock Ordering</i>
<b>FTP :</b>	<i>File Transfer Protocol</i>

## G,H,I

<b>GMSK</b> :	<i>Gaussian Minimum Shift Keying</i>
<b>GOP</b> :	<i>Groups Of Pictures</i>
<b>IETF</b> :	<i>Internet Engineering Task Force</i>
<b>IP</b> :	<i>Internet Protocol</i>
<b>ICI</b> :	<i>Inter-Carrier Interference</i>
<b>ISI</b> :	<i>Inter-Symbol Interference</i>
<b>ISO</b> :	<i>International Standards Organisation</i>

## J,K,L

<b>JPEG</b> :	<i>Joint Photographic Experts Group</i>
<b>LBF</b> :	<i>Local Beam Forming</i>

## M,N,O

<b>MBF</b> :	<i>Micro-wave Beam Forming</i>
<b>MPEG</b> :	<i>Moving Picture Experts Group</i>
<b>MTU</b> :	<i>Maximum Transmission Unit</i>
<b>MSK</b> :	<i>Minimum Shift Keying</i>
<b>NAL</b> :	<i>Network Abstraction Layer</i>
<b>NALU</b> :	<i>Network Abstraction Layer Unit</i>
<b>OFB</b> :	<i>Optical Beam Forming</i>
<b>OFDM</b> :	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
<b>OMS</b> :	<i>Organisation Mondiale de la Santé</i>
<b>OSI</b> :	<i>Open Systems Interconnection</i>

## P,Q,R

<b>PAPR</b> :	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
<b>PSNR</b> :	<i>Pick Signal to Noise Ratio</i>
<b>PIRE</b> :	<i>Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente</i>
<b>QAM</b> :	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
<b>QPSK</b> :	<i>Quaternary Phase-Shift Keying</i>
<b>RF</b> :	<i>Radio Fréquence</i>
<b>RFC</b> :	<i>Request For Comments</i>
<b>RLE</b> :	<i>Run Length Encoding</i>
<b>RSB</b> :	<i>Rapport Signal-sur-Bruit</i>
<b>RTP</b> :	<i>Real-time Transport Protocol</i>

## S,T,U,V

<b>SER</b> :	Section Équivalente RADAR
<b>SMA</b> :	<i>SubMiniature version A</i>
<b>SMTP</b> :	<i>Simple Mail Transfer Protocol</i>
<b>TCP</b> :	<i>Transmission Control Protocol</i>
<b>TEB</b> :	Taux d'Erreur Binaire
<b>TPP</b> :	Taux de Perte de Paquets
<b>UDP</b> :	<i>User Datagram Protocol</i>
<b>UHF</b> :	Ultra Haute Fréquence
<b>UIT</b> :	Union Internationale des Télécommunications
<b>USV</b> :	<i>Unmanned Surface Vehicle</i>
<b>VCL</b> :	<i>Video Coding Layer</i>
<b>VHS</b> :	<i>Video Home System</i>

# Introduction

UNE transmission vidéo en temps réel est nécessaire pour offrir plus de capacités opérationnelles lorsqu'un bâtiment de surface déploie une embarcation légère. Ce nouveau service doit autoriser la télésurveillance ou le pilotage à distance. Or, il est limité par le débit, la qualité et la portée de la liaison sur laquelle il s'appuie. En effet, dès lors qu'a été envisagée la possibilité de transmettre des vidéos en temps réel entre deux bâtiments de surface, l'analyse des moyens existants sur de telles plateformes n'a pas donné satisfaction. Si les services satellites sont exclus car ils soumettent un client à son fournisseur, l'étude des liaisons point-à-point des navires a révélé leur incapacité à entretenir des débits suffisants. De plus, la création de nouveaux services est l'occasion de remettre en question l'existant pour le confronter à l'évolution des techniques. Ce faisant, une analyse des moyens de transmission vidéo inter plateformes est présentée dans ce mémoire. En partant de la source elle-même, nous avons tenté de comprendre comment relier simplement les différentes notions qui caractérisent la conception d'une liaison radioélectrique. Cette démarche nous a amené à étudier le canal de propagation puis de transmission. Cela nous a permis de spécifier puis de développer une antenne apte à l'intégration sur une embarcation légère.

Les concepts généraux qui différencient la transmission vidéo en temps réel d'autres systèmes sont présentés dans un premier chapitre. Les notions de qualité et de débit sont ainsi abordées par les mécanismes de compression et la mise en forme des données dans une architecture à commutation de paquets. D'autre part, une comparaison entre mono et multi-porteuses est proposée puisque de nombreuses normes de communications à haut débit emploient l'OFDM.

Dans le second chapitre, les modèles de propagation des ondes radioélectriques en milieu marin sont décrits. L'objectif est de déterminer les fréquences propices à l'établissement d'une liaison à haut débit et à longue portée puis de révéler le comportement du canal en fonction de la distance. Cette identification est complétée par l'analyse qualitative des phénomènes aléatoires induits par la surface de la mer. Des perspectives d'amélioration des modèles classiques sont ainsi proposées.

Le troisième chapitre est dédié au canal de transmission. La puissance reçue à la distance limite de liaison tangente est calculée en utilisant un modèle qui tient

compte de la diffraction par la surface de la mer. Les valeurs obtenues sont ensuite comparées au seuil de sensibilité d'un récepteur cohérent. L'objectif est de démontrer que l'emploi d'antennes directives est nécessaire. Par la suite, le développement d'un outil de simulation du canal de transmission est décrit. Il permet une insertion des données de rayonnement des antennes et d'attitude des plateformes pour évaluer les dépointages, la désadaptation des états de polarisation et les décalages Doppler.

Le dernier chapitre est destiné à la sélection de dispositifs rayonnants adaptés aux plateformes. Les différentes étapes de conception, réalisation et mesure d'une structure pour embarcation légère sont décrites. Basée sur un réseau circulaire de monopôles, elle autorise un fonctionnement en mode omnidirectionnel et en mode directif avec une intégration au porteur facilitée par la présence d'un cylindre central.

# Chapitre 1

## Transmettre de la vidéo en temps réel

LA transmission de vidéos en temps réel implique quelques particularités abordées au cours de ce premier chapitre. Le volume important de données à transmettre impose une compression de l'information car aucun canal conventionnel ne permet un débit suffisant. Cette opération appelée *codage de source* génère un flux dont les caractéristiques dépendent du type de codeur utilisé. Même avec une grande efficacité de compression, la transmission de vidéos en temps réel implique la réalisation d'une liaison à haut débit, cette dernière étant chargée d'assurer l'échange de données entre la source (caméra) et un ou plusieurs destinataires (écrans). Puisqu'il est possible, dans une certaine mesure, d'augmenter la puissance d'émission ou d'élargir la bande passante pour augmenter le débit, l'optimisation séparée du codeur de source et de la liaison peut être envisagée en première approche. Or, il semble plus intéressant d'étudier les caractéristiques de la source pour en dégager des recommandations sur le fonctionnement de la liaison. La notion de source doit alors être vue au sens large puisqu'elle inclut le flux issu du codeur de source ainsi que les entêtes ajoutés pour l'adressage. Aussi, l'objectif de ce chapitre est-il de dresser le synoptique d'une transmission vidéo en temps réel.

### 1.1 Le codage de source

Le codage de source est une opération de compression de données qui vise à réduire le nombre de bits représentant l'information à stocker ou à transmettre. Cette compression s'effectue au moyen d'un algorithme qui change la représentation de l'information. La compression des vidéos se faisant généralement avec pertes, celles-ci sont plus ou moins acceptables suivant une certaine qualité de service visée.

Depuis la fin des années 80, la volonté de passer à une télévision numérique a été un des moteurs des recherches en matière de compression des vidéos [1][2]. Ainsi,

la première norme du *Moving Picture Experts Group* (MPEG), la norme MPEG-1, sortie en 1988 produisait une qualité visuelle similaire aux cassettes VHS<sup>1</sup>. Elle avait pour cible le stockage d'un film sur un CD. Elle partage avec sa descendante, la norme MPEG-2, l'*Audio Layer 3* : la couche de compression de l'audio communément appelée MP3. La norme MPEG-1 possédant tous les concepts principaux de la compression vidéo, elle est un point de départ intéressant pour la compréhension des mécanismes de changement de la représentation de l'information dans le but de réduire la taille de celle-ci. Ces mécanismes exploitent les corrélations spatiale et temporelle entre les pixels plus ou moins présentes dans une vidéo [3].

En traitement d'image, les détails sont qualifiés de « hautes fréquences » car ils se caractérisent par de brèves transitions de luminosités et de couleurs entre les pixels. L'œil humain y est moins sensible qu'aux basses fréquences qui, elles, représentent de grandes étendues de surfaces homogènes. Or, la corrélation spatiale entre les pixels d'une zone de détails est plus faible que ceux d'une zone homogène. Les hautes fréquences seront donc plus fortement compressées que les basses fréquences. L'opération visant à réduire la redondance spatiale est appelée codage *intra-frame*. Elle est similaire à la technique utilisée par le format JPEG (*Joint Photographic Experts Group*) pour les images fixes. De plus, il est rare que deux images (ou *frames*) qui se suivent soient complètement différentes. Il y a donc également de la redondance temporelle que le codage *inter-frames* est chargé de réduire.

### 1.1.1 Codage intra-frame

Une image numérique non compressée est décrite par trois matrices (rouge, verte et bleue) dont chaque élément est un pixel (*Picture Element*) représentant le « poids » en rouge, vert et bleu. Comme l'œil humain est moins sensible aux couleurs qu'à l'intensité lumineuse, une transformation linéaire qui permet de passer de ce système RVB aux systèmes YCbCr ou YUV est utilisée. Dans les deux cas, Y est une matrice de luminance<sup>2</sup>, les deux autres (Cb et Cr ou U et V) représentent la chrominance. Les figures 1.1a à 1.1d montrent un exemple de changement de représentation. Cette opération permet de sous-échantillonner les matrices de chrominances par rapport à celle de luminance, les échantillonnages les plus courants étant :

- le 4:4:4 : il n'y a pas de sous-échantillonnage, la qualité est optimale.
- le 4:2:2 : la résolution horizontale des matrices de chrominance est divisée par 2.
- le 4:2:0 : les résolutions verticale et horizontale des matrices de chrominance sont divisées par 2.

---

1. *Video Home System*

2. Qui correspond simplement à l'image en niveaux de gris.

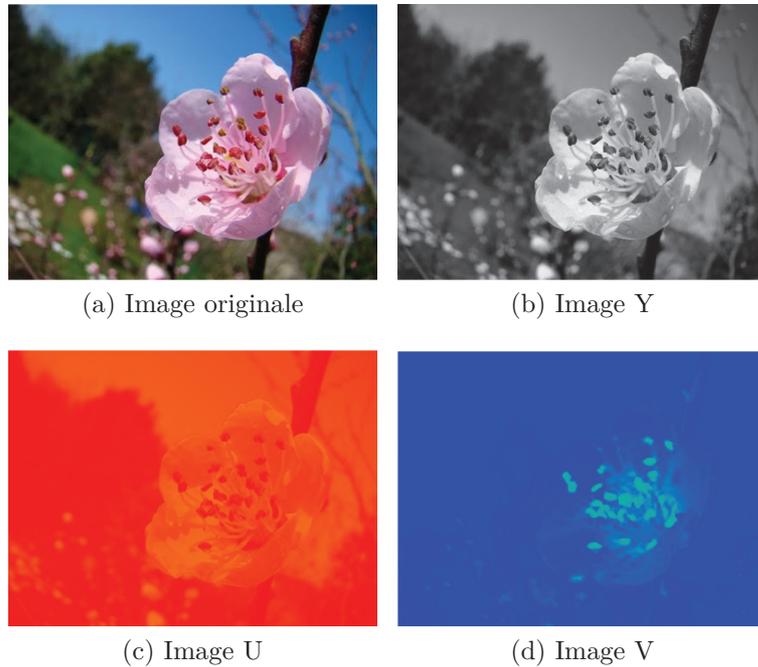


FIGURE 1.1 – Le système YUV

Nous voyons que cette première compression est à pertes puisqu'il y a perte d'information. Ensuite, pour exploiter la plus faible sensibilité de l'œil aux hautes fréquences, l'image est fractionnée en blocs de 8x8 pixels transposés dans le domaine spectral par une transformée en cosinus discrète (*Discrete Cosine Transform* – DCT). La figure 1.2 montre un exemple de bloc extrait et le tableau 1.1 les valeurs numériques correspondantes<sup>3</sup>. Un bloc transformé représente alors le spectre 2D du bloc d'origine (tableau 1.2).



FIGURE 1.2 – Bloc 8x8 extrait

3. Sur une échelle de 0 (noir) à 255 (blanc).

133	131	131	130	134	131	126	128
133	132	132	135	130	126	131	132
132	130	132	136	130	125	126	128
131	127	132	134	132	125	113	108
137	129	131	132	129	107	88	86
147	136	131	130	130	87	62	68
157	143	131	130	130	82	64	59
157	140	129	129	132	92	64	61

Tableau 1.1 – Bloc 8x8 extrait ( $Y_1$ )

970,75	122,51	-39,19	11,28	29,25	-8,59	-0,54	7,45
63,76	-103,36	26,10	-13,76	-20,47	10,29	2,08	-7,26
2,29	13,19	6,82	5,11	3,28	-3,80	-3,25	2,36
-16,62	19,12	-5,79	0,05	4,60	-5,62	1,13	2,65
1,50	-8,63	-5,18	7,60	-5,00	-0,09	5,12	-1,41
1,24	1,62	-0,69	1,99	-1,24	-0,36	-1,07	1,50
-2,30	0,22	-1,00	-0,47	2,70	-3,44	2,93	-0,73
0,44	0,34	1,93	-0,68	-0,16	1,47	-1,39	0,17

Tableau 1.2 – Transformée du bloc extrait ( $Y_2$ )

10	13	16	19	22	25	28	31
13	16	19	22	25	28	31	34
16	19	22	25	28	31	34	37
19	22	25	28	31	34	37	40
22	25	28	31	34	37	40	43
25	28	31	34	37	40	43	46
28	31	34	37	40	43	46	49
31	34	37	40	43	46	49	52

Tableau 1.3 – Matrice de quantification  $Q$

97	9	-2	1	1	0	0	0
5	-6	1	-1	-1	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0
-1	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 1.4 – Bloc quantifié ( $Y_3$ )

97	0	-2	1	1	0	0	0
5	-6	1	-1	-1	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0
-1	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 1.5 – Codage du bloc quantifié

Pour compresser, une matrice  $Q$  générée à partir d'un seul paramètre  $k$  telle que  $Q(i, j) = 1 + k(1 + i + j)$  divise élément par élément la matrice transformée. Le tableau 1.3 donne un exemple de matrice  $Q$  pour  $k = 3$ . Les éléments de la matrice obtenue sont ensuite arrondis à l'entier le plus proche. La division par la matrice de quantification suivie de l'opération d'arrondi génère beaucoup de zéros dans le bloc transformé (tableau 1.4). Plus le facteur de quantification  $k$  est important, plus le nombre d'éléments non nuls de la matrice sera faible et la compression forte. L'image se dégrade alors et laisse apparaître de la pixellisation. Enfin, l'image est parcourue en zigzag comme le montre le tableau 1.5 pour générer un code RLE (pour *Run Length Encoding*). Ce dernier indique le nombre de zéros rencontrés puis la valeur non nulle qui suit. Le code RLE s'arrête lorsque la dernière valeur non nulle de la matrice est atteinte. Ainsi, le code RLE pour le bloc du tableau 1.5 est :

$$(0, 97) (0, 9) (0, 5) (1, -6) (0, -2) (0, 1) (0, 1) \dots \\ (0, 1) (0, -1) (1, 1) (1, -1) (0, 1) (1, -1)$$

Cette suite de nombres est ensuite codée avec un code de Huffman (code à longueur variable) qui permet d'associer aux nombres ayant la probabilité la plus forte d'apparaître (0, 1, 2, ...) une taille plus faible qu'aux nombres ayant la probabilité la plus faible (codage entropique). Enfin, toutes ces opérations sont simplement répétées dans l'ordre inverse à la décompression.

La description de cette procédure montre qu'une image comportant peu de détails sera plus fortement compressible qu'en présence de nombreuses composantes à hautes fréquences. De ce fait, si la qualité de la vidéo doit être constante le débit sera variable en fonction de la complexité des scènes à transmettre.

### 1.1.2 Codage inter-frames

Le codage inter-frames permet de réduire la redondance temporelle d'une vidéo. Pour cela, la vidéo est segmentée en GOP (*Groups Of Pictures*) constitués de trois types d'images dans lesquelles le déplacement de *macroblo*cs de taille 16x16 pixels est prédit. Les trois types d'images sont :

- les images *I* pour *Intra coded picture* : elles constituent les images de référence. Comme elles sont indépendantes des images qui les entourent, elles permettent de stopper la propagation d'erreurs et de décompresser *au vol*.
- les images *P* pour *Predictive coded picture* : elles sont reconstituées à partir de l'image *I* ou *P* précédente. Elles sont en moyenne compressées deux fois plus que les images *I* [4].
- les images *B* pour *Bidirectionally predictive coded picture* : Elles sont reconstituées à partir des images *I* ou *P* précédente et suivante. Elles sont en moyenne compressées quatre fois plus que les images *I* [4].

Lors de la compression, un analyseur de mouvement calcule le vecteur de déplacement de chaque *macrobloc* d'une image à l'autre. L'image reconstituée par prédiction est ensuite comparée à l'image originale. Cette comparaison génère une image d'erreurs qui sera très fortement compressible car pauvre en détails. Pour une image *P* ou *B*, l'information transmise est donc cette image des erreurs ainsi que des vecteurs de mouvement. La prédiction des mouvements par rapport à l'image suivante est nécessaire car des *macroblo*cs qui n'étaient pas dans l'image précédente peuvent apparaître. Les images *P* n'étant pas reconstruites à partir de l'image suivante, elles comportent naturellement plus d'erreurs que les images *B*. Ainsi, bien qu'elle limite la propagation d'erreurs, une image *P* est plus volumineuse qu'une image *B*. Lors de changements de scène ou de plan dans une séquence, aucun *macrobloc* n'est présent dans la *frame* suivante et l'image des erreurs pourra avoisiner la taille d'une image *I*. Pour illustrer cela, la figure 1.3 présente un GOP couramment utilisé<sup>4</sup>.

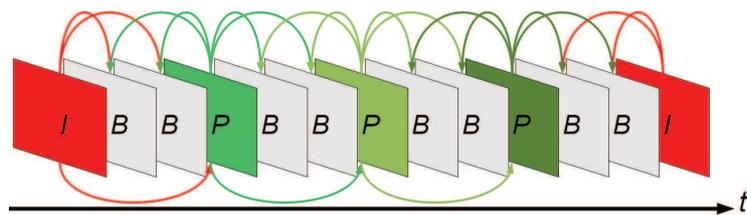


FIGURE 1.3 – Exemple de *Group Of Pictures*

L'ordre de diffusion de ces *frames* à travers le système de transmission est conditionné par l'ordre de décodage d'un tel GOP. Ainsi, il faut disposer de l'image *I* puis reconstituer l'image *P* suivante avant de décompresser les images *B* intermédiaires. L'ordre de décompression est alors : *IPBBPBBIBBP*... Un autre GOP couramment utilisé est *IBBBPBBBPBBBI*. Pour une vidéo à 24 images par secondes,

4. La dernière image *I* appartient au GOP suivant.

il y a ainsi deux images  $I$  par secondes et plus d'images  $B$ , un débit plus faible mais une propagation d'erreurs plus importante. L'ordre de décodage est alors  $IPBBBBPBBBBIBBB\dots$ . En conséquence, l'ordre de compression/décompression de ces *frames* impose un retard de présentation de la vidéo à l'utilisateur final. En effet, comme il faut connaître l'image  $I$  ou  $P$  suivante avant de calculer les images  $B$  intercalées, le compresseur devra attendre avant de transmettre le flux au système de transmission.

Le débit moyen visé par le MPEG-1 est de 1,5 Mbits/s, l'objectif étant le stockage d'un film sur un CD. Toutefois, le choix du facteur de quantification  $k$  permet de modifier le débit binaire dans une certaine mesure. L'utilisation d'un *buffer* (mémoire tampon) permet de contrôler l'atteinte du débit visé. En effet, lorsque la scène présente des détails important ou de brèves transitions (scènes d'action), le taux de compression diminue et le *buffer* se remplit. Lorsqu'il est trop rempli, le facteur de quantification augmente pour vider la mémoire. Inversement, la qualité est améliorée lors de scènes plus lentes. Ainsi, un arrêt sur image des scènes d'action montre qu'elles sont très pauvres en détails. Dans le cas d'une transmission en temps réel, un tel système doit présenter un *buffer* très limité pour minimiser la latence. En outre, cela demande une adaptabilité du débit du compresseur plus importante que le MPEG-1 n'offre malheureusement pas.

Tout ceci montre qu'il est difficile de prédire le débit utile à la transmission de vidéo tant ce dernier dépend de la scène filmée. Les scènes réelles qui ne comportent aucun changement de plan et avec de grandes étendues homogènes (la mer, le ciel) ne devraient pas nécessiter un débit aussi important qu'un film d'action pour une même qualité de service. Enfin, une liaison générant peu d'erreurs permet d'utiliser un GOP avantageux sur le plan de la latence. Cette dernière remarque illustre le propos d'entrée de ce chapitre : il existe une forte connexion entre les caractéristiques de la source et le paramétrage de la liaison.

### 1.1.3 Le MPEG-2

Lorsqu'au début des années 90, les débits des réseaux s'améliorent, le *Moving Picture Experts Group* voulut faire évoluer son format de compression pour proposer plus de fonctions et de qualité visuelle. Le format MPEG-2 est ainsi approuvé en 1994 et se voit l'objet de la recommandation H.262 de l'UIT-T<sup>5</sup>. Un décodeur MPEG-2 pouvant décompresser du flux MPEG-1, ce format peut-être vu comme une amélioration de ce dernier. La gestion de l'entrelacement est notamment ajoutée (affichage alternatif des lignes paires et impaires d'une image) et la résistance aux erreurs accrue. La norme introduit pour la première fois le concept de profils et de niveaux qui permettent d'adapter le compresseur à l'application visée. Ainsi, toutes ses améliorations ont fait du MPEG-2 le premier standard de compression

---

5. La section chargée des standardisations à l'*Union Internationale des Télécommunications*.



### 1.1.4 Le MPEG-4

Introduit à la fin des années 90 avec pour objectif d'augmenter l'efficacité de compression, le MPEG-4 offre plus de flexibilité d'utilisation et de paramétrage que les formats précédents. Ainsi, il se veut adaptable à des réseaux et des récepteurs de plus en plus hétérogènes [6]. Comme auparavant, la description du format est découpée en plusieurs parties qui correspondent à des normes H.26x et dont certaines sont toujours en développement. S'il partage beaucoup d'éléments communs avec ses prédécesseurs, il introduit la notion d'objets dans l'image. Ces objets pouvant être décrits différemment, il permet le mélange de texte, de boutons interactifs, d'objets fixes et en mouvement de cohabiter en conservant une grande efficacité de compression [3]. Le MPEG-4 autorise également la cohabitation de prises de vue réelles et d'images de synthèse. Dans la pratique, cette orientation objet est très peu exploitée et la popularité du MPEG-4 s'est essentiellement faite sur sa grande efficacité de compression.

#### Le MPEG-4 *part 2*

Basé sur la norme H.263 – éditée en 1996 par UIT-T – le MPEG-4 *part 2* a été popularisé par les formats divX et Xvid. Cette première mise en œuvre arborait une grande efficacité de compression en comparaison des formats précédents. Parmi les différences notables, il y a :

- la prédiction de la 1<sup>re</sup> ligne et de la 1<sup>re</sup> colonne des coefficients de la DCT par rapport aux blocs voisins,
- l'amélioration de l'estimation des vecteurs de mouvement en utilisant aussi bien les blocs que les *macroblobs* avec une précision jusqu'au quart de pixel,
- l'amélioration de la robustesse aux erreurs par une restructuration des données : en mode *data partitioning*, un code symétrique de longueur variable est utilisé pour coder les coefficients de la DCT afin de corriger d'éventuelles erreurs.

Une étude du *Moving Picture Experts Group* a ainsi montré qu'une plus grande qualité d'image peut être obtenue avec le MPEG-4 *part 2* par rapport au MPEG-1 pour des débits inférieurs à 1 Mbits/s [7]. Toutefois, l'amélioration des *codecs* MPEG-2 a permis d'exploiter au mieux ce format et a finalement réduit l'intérêt du MPEG-4 *part 2*.

#### Le MPEG-4 *part 10* ou H.264

Cette dixième norme associée au MPEG-4 est une recommandation de l'UIT-T : la H.264, dont la version la plus récente a été ratifiée en 2012. Elle est également appelée AVC pour *Advanced Video Coding* et concrétise l'effort d'un groupe de recherche élargi : la *Joint Video Team*<sup>7</sup>. Son but initial était de diviser par 2 le débit binaire par rapport aux autres formats pour une même qualité [8]. Elle

---

7. Constituée du MPEG et du VCEG (*Video Coding Experts Group*).

intègre un grand nombre de nouveautés par rapport aux normes précédentes dont certaines sont destinées à améliorer la prédiction et donc diminuer la taille des images d'erreurs. Peuvent être citées :

- la compensation du mouvement calculée sur des blocs de taille variable (16x16, 16x8, 8x16, 8x4, 4x8, 4x4) pour une segmentation plus précise des zones en mouvement,
- une précision du mouvement au quart de pixel améliorée : réduction de la complexité de mise en œuvre par rapport au MPEG-4 *part 2*,
- la possibilité de reconstruire les images  $P$  et  $B$  par rapport à n'importe quelle image déjà décodée, le choix des vecteurs de mouvement pouvant se faire par une fonction poids,
- l'utilisation d'un filtre anti-bloc pour éliminer certains artéfacts dus à la compression, les images filtrées pouvant être utilisées pour la prédiction.

D'autres modifications destinées à améliorer l'efficacité du codage peuvent également être mentionnées :

- la transformée en série de cosinus est remplacée par une transformée en nombre entiers,
- deux codages entropiques plus efficaces sont introduits : le CAVLC (*Context-Adaptive Variable Length Coding*) et le CABAC (*Context-Adaptive Binary Arithmetic Coding*)<sup>8</sup>.

Toutes ces améliorations font du H.264 un format de compression deux fois plus efficace que le MPEG-4 *part 2* dans 77% des cas [7]. Enfin, l'évolutivité (*Scalability*) est améliorée par rapport au MPEG-2 et permet une adaptation précise de la qualité (taux de compression, résolution) à l'état du canal de transmission.

### 1.1.5 Conclusions sur le codage de source

Les mécanismes de compression vidéo ont été présentés dans cette partie. Un comparatif des différentes générations de codeur a également été proposé. Ainsi, la norme H.264 semble la plus performante à l'heure actuelle. Elle offre à la fois l'efficacité de compression et la flexibilité nécessaires à la réalisation d'une liaison entre bâtiments de surface. Les différents profils et niveaux disponibles permettent de spécifier un codeur de source correspondant aux caractéristiques du canal et à la qualité de service visée. Par ailleurs, il est nécessaire de s'interroger sur ce qu'implique la contrainte de temps réel. En effet, l'introduction d'un *buffer* engendre une latence plus importante même si ce dernier est nécessaire pour pallier la variation du débit en fonction de la scène. Avec un *buffer* très faible, le taux de compression peut alors devenir très fort. Or, une perte trop importante n'est pas acceptable dans un contexte opérationnel car la qualité d'image doit justement être optimale lorsqu'elle présente de nombreux détails. Une autre solution consiste simplement à dimensionner la liaison par rapport au débit maximal possible. Enfin, les possi-

---

8. CAVLC est moins performant que CABAC mais requière une puissance de calcul plus faible et une moindre complexité d'implémentation.

bilités d'adaptabilité ou d'évolutivité doivent être envisagées pour permettre une dégradation progressive de la qualité de service plutôt qu'un fonctionnement en *tout ou rien* lorsque, par exemple, la distance entre les plateformes augmente.

## 1.2 Architecture orientée réseau

Les systèmes de communications des bâtiments de surface ont tendance à migrer vers des réseaux *tout-IP*<sup>9</sup> car ces derniers facilitent l'interconnexion de dispositifs hétérogènes. Ils permettent, par exemple, de sélectionner un service (messagerie, phonie, ...), le type d'émetteur et enfin l'antenne à utiliser tout en offrant une capacité de centralisation de l'information. Pour intégrer facilement la liaison à ces réseaux, il est préférable de s'y conformer. La norme H.264 a justement été développée pour la commutation de paquets afin de l'adapter aux réseaux IP (WiMAX, LTE, ...). Elle est ainsi composée de deux sous-couches :

- la VCL pour *Video Coding Layer* qui définit les mécanismes de décompression des vidéos codées en H.264,
- la NAL pour *Network Abstraction Layer* qui spécifie la méthode d'adaptation du flux binaire aux réseaux par la formation de paquets appelés NALU (*NAL Units*).

Ainsi, la procédure de mise en paquet de l'information sera décrite après un bref rappel des principaux protocoles rencontrés dans les réseaux IP.

### 1.2.1 Piles de protocoles

Les ordinateurs produits dans les années 60 et 70 se distinguaient tous par une architecture très différente selon les modèles et les fabricants. La création des premiers réseaux d'ordinateurs devait donc s'accompagner d'une normalisation des protocoles de communication. Au cours des années 70, les membres de l'ISO (*International Standards Organisation*) ont développé un modèle d'interconnexion des systèmes ouverts (*Open Systems Interconnection* – OSI) pour répondre durablement à ce besoin. Toutefois, c'est un modèle plus simple et plus ancien, développé pour ARPANET<sup>10</sup>, qui s'est imposé. Ce modèle à quatre couches désigné par abus de langage du nom de ses protocoles majeurs TCP (*Transmission Control Protocol*) et IP (*Internet Protocol*) s'est ensuite généralisé avec l'Internet. Nous allons donc détailler les différentes couches qui composent cette architecture. Avant tout, les figures 1.4a et 1.4b présentent les deux modèles d'architecture<sup>11</sup>.

---

9. Basés sur l'*Internet Protocol*.

10. *Advanced Research Projects Agency Network*

11. <http://www.frameip.com/tcpip/>

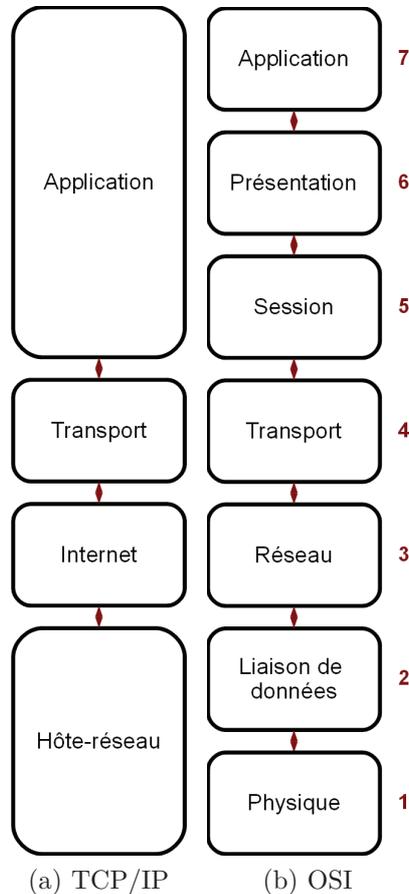


FIGURE 1.4 – Les modèles d’architecture réseau

### Couche hôte-réseau

C’est la couche la plus basse du modèle. Les solutions telles que le WiMAX ou l’Ethernet en sont des mises en œuvre. Ne formant qu’une seule couche selon le modèle TCP/IP, elle est constituée de deux couches selon le modèle OSI : la couche physique et la couche liaison de données.

- La couche physique : elle a pour rôle de transmettre des suites de bits entre deux interlocuteurs. C’est donc elle qui assure la correspondance entre bits et signaux électriques.
- La couche liaison de données : elle fait et défait des trames de bits. Elle assure un premier niveau d’interprétation et d’adressage. Elle doit pouvoir renvoyer des trames en cas d’erreur. Parfois, elle dispose d’outils de correction d’erreurs.

Par exemple, la norme WiMAX peut être considérée comme une description de la couche hôte-réseau selon le modèle TCP/IP ou la description de la couche physique et de la couche liaison de données selon le modèle OSI.

### Couche réseau

C'est typiquement la couche de l'*Internet Protocol* qui en est la seule mise en œuvre officielle. Elle est chargée de la gestion de sous-réseaux et de l'interconnexion de ces sous-réseaux entre eux pour en contrôler le flux, la congestion et le routage des paquets. Elle établit la voie de communication entre les deux machines distantes.

### Couche Transport

C'est la couche qui garantit le bon acheminement des paquets aux destinataires. Elle effectue la découpe et le réassemblage des données provenant de la couche application. Les protocoles classiques de niveau transport sont le TCP et l'UDP (*User Datagram Protocol*).

### Couche application

Elle constitue le point de contact entre l'utilisateur et le réseau. Elle propose les services disponibles sur l'infrastructure par l'intermédiaire de protocoles tels que le SMTP (*Simple Mail Transfer Protocol*) pour les mails, le FTP (*File Transfer Protocol*) pour le transfert de fichiers ou le RTP (*Real-time Transport Protocol*) pour les applications multimédia en temps réel.

## 1.2.2 La couche d'abstraction réseau du H.264

Conformément à l'architecture réseau présentée dans la section précédente, le codeur de source intervient au niveau de la couche application. La *Network Abstraction Layer* ou couche d'abstraction réseau est chargée d'adapter le flux compressé aux réseaux de télécommunications en regroupant un nombre entier de *macroblocs* dans des tranches ou *slices*, un *macrobloc* étant exclusivement présent dans une seule tranche. La flexibilité du H.264 autorise une grande variété de stratégies pour regrouper les *macroblocs*. Toutefois, chaque méthode aura un impact important sur les performances globales du système. En effet, une tranche constitue l'élément de base de la formation des NALU. La perte d'un NALU peut donc avoir pour première conséquence la perte d'un certain nombre de *macroblocs* dans l'image. La taille des tranches et donc des NALU est paramétrable par l'utilisateur. Pour une résolution donnée, il est possible de :

- former peu de tranches de taille importante,
- former beaucoup de tranches de petite taille.

La perte d'un NALU aura un impact plus important dans le premier cas que dans le second. En outre, l'efficacité de codage diminue avec le nombre de tranches puisque la taille des en-têtes ajoutés au NALU est fixe [9]. De ce fait, si la liaison présente un faible Taux d'Erreur Binaire (TEB) et donc un faible Taux de Perte de Paquets (TPP), il est possible d'utiliser des NALU de taille importante pour

augmenter la proportion de charge utile. La structure d'un NALU est montrée par la figure 1.5 [10].

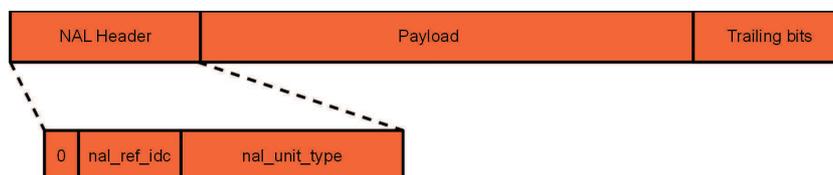


FIGURE 1.5 – Structure d'un NALU

L'en-tête (*header*) d'un NALU a une taille d'un octet. Il se compose d'un premier bit toujours à zéro pour le H.264 (*forbidden bit*) puis de 2 bits indiquant si les données contenues dans la charge utile (*payload*) servent à la prédiction et enfin se termine par 5 bits qui indiquent le type de données transportées. La suite du NALU est composée de la charge utile et se termine par des bits rampants (*trailing bits*) composés d'un bit toujours à 1 suivi d'autant de zéros permettant au NALU de contenir un nombre entier d'octets. Le tableau 1.8 décrit la fonction des 32 types de NALU [11].

Type	Nom
0	[Unspecified]
1	Coded Slice
2	Data Partition A
3	Data Partition B
4	Data Partition C
5	Instantaneous Decoding Refresh (IDR) Picture
6	Supplemental Enhancement Information (SEI)
7	Sequence Parameter Set (SPS)
8	Picture Parameter Set (PPS)
9	Access Unit Delimiter
10	End of Sequence
11	End of Stream
12	Filter Data
13-23	[Extended]
24-31	[Undefined]

Tableau 1.8 – Les différents types de NALU

Une transmission vidéo doit toujours commencer par un NALU de type 5 (IDR). La réception de ce paquet provoque une remise à zéro de tous les paramètres de décompression et indique le démarrage d'une nouvelle séquence. Les NALU de type 7 (SPS) transportent les informations concernant les choix de paramètres pour la séquence vidéo en cours. Les NALU de type 8 (PPS) transportent les jeux de paramètres d'une ou plusieurs images. La transmission d'une séquence

vidéo se termine logiquement par un NALU de type 10 et le flux vidéo total par un NALU de type 11. Enfin, les NALU de type 1 transportent les tranches.

### 1.2.3 Les protocoles RTP et UDP

Avant d'être passés à la couche transport, les NALU doivent être encapsulés par un protocole garantissant la synchronisation du son et de l'image. Le RTP est pour cela utilisé car il est particulièrement adapté au multimédia en temps réel et prévu pour être très générique et flexible. Ainsi, l'utilisation conjointe du H.264 et du RTP est décrite dans la RFC<sup>12</sup> 3984 [12]. Il est également possible d'exploiter une voie de retour en utilisant le RTCP (*Real-time Transport Control Protocol*) pour remonter à la couche application des informations sur l'état du réseau telles que le temps moyen de transport ou le taux de pertes de paquets.

Les paquets RTP/NALU doivent ensuite être pris en charge par un protocole de niveau transport. Il en existe deux principaux :

- le TCP qui est un protocole fiable orienté connexion assurant que tous les paquets sont arrivés à destination avant de les transmettre dans l'ordre à la couche application [13]. Il intègre une somme de contrôle (*checksum*) pour détecter les erreurs de transport ou de données et demande une réémission des paquets manquants ou erronés le cas échéant. Les processus de contrôle et de correction le rendent impropre à une diffusion de vidéos en temps réel et plus particulièrement lorsque la couche inférieure présente un taux de pertes de paquets important. L'en-tête TCP comporte 20 octets.
- l'UDP qui est un protocole non fiable, en mode non connecté qui reporte la remise en ordre des paquets à la couche application [14]. Il est particulièrement indiqué lorsque le coût d'établissement d'une connexion fiable (comme en TCP) est supérieur au coût de la perte d'un paquet. Il intègre également un contrôle de l'intégrité des paquets par contrôle de somme. L'en-tête UDP comporte seulement 8 octets.

Cette description montre que l'UDP doit être utilisé pour la transmission de vidéos en temps réel puisqu'il est plus coûteux de prendre du retard que de perdre ponctuellement une zone de l'image. Pour terminer, la figure 1.6 est proposée pour illustrer le contenu d'un paquet UDP.

### 1.2.4 Le protocole IP

Les paquets UDP/RTP/NALU sont ensuite transmis à la couche réseau pour être encapsulés par l'*Internet Protocol*. La version actuelle (IPv6) prévoit un champ d'adressage de 128 bits qui autorise ainsi  $3,40 \times 10^{38}$  destinataires [15]. L'en-tête qu'il ajoute est composé de 40 octets. Bien que la taille maximale d'un paquet IP

---

12. *Request For Comments*, documents publiés par l'*Internet Engineering Task Force* (IETF) qui décrivent des méthodes liées à Internet.

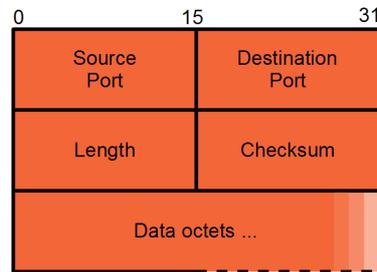


FIGURE 1.6 – En-tête UDP

soit de 64 ko, il est rare que l'hôte-réseau supporte un tel volume de données. Un MTU pour *Maximum Transmission Unit* définit la taille maximale d'une trame et donc d'un paquet IP (en-tête inclus). S'il est possible de fragmenter un paquet UDP/RTP/NALU, il est préférable d'adapter sa taille au MTU car la perte d'un seul fragment de NALU rend ce dernier inutilisable. Enfin, l'IPv6 impose également une taille minimale des paquets de 1280 octets.

### 1.2.5 Conclusions sur l'orientation réseau

Dans cette partie, l'architecture logique du système de transmission a été détaillée. Cette dernière se fonde sur la formation/gestion de paquets qui contiennent un certain volume d'en-têtes (65 octets) et de données utiles (1280 - 65 octets minimum). Le pourcentage minimal de données utiles est donc de 95%. Il convient maintenant de déterminer l'impact de la perte de paquets et de relier le taux de perte de paquets au taux d'erreur binaire.

## 1.3 Résistance aux erreurs

Tout système de transmission impose un taux d'erreur binaire. Dans une architecture à commutation de paquets ce TEB engendre un TPP car tout paquet corrompu est détruit. Si l'UDP est utilisé, ces paquets manquants ne sont pas réémis. Ainsi, il est nécessaire d'estimer l'impact de la perte de paquets sur une vidéo compressée en H.264. Cette analyse permet d'estimer le TPP maximal pour en déduire par la suite un TEB cible pour la liaison. Enfin, ces considérations amènent naturellement à aborder les notions de *codage de canal* et de *codage conjoint source-canal*.

### 1.3.1 Impact de la perte de paquets

Les mécanismes de compression et de compensation des pertes rendent la prévision de l'effet des pertes difficile. Ainsi, Kanumuri *et al.* ont démontré par des tests sur des groupes de personnes devant réagir à des vidéos comportant des erreurs (évaluation subjective) dans [16][17] qu'en MPEG-2, l'impact d'un paquet

perdu dépend de la quantité de mouvement qu'il porte, ce qui n'est plus le cas pour des vidéos codées en H.264 du fait des mécanismes de compensation disponibles. Dans [18], Boulos *et al.* ont étudié la distribution des pertes. Ils montrent que la perte consécutive de 40 paquets avant un changement de scène n'a que peu d'impact alors qu'en début de scène, la perte d'une partie de la première image peu avoir d'importantes conséquences visuelles. D'une manière générale, les résultats confirment qu'une image  $I$  a la capacité de stopper la propagation d'erreurs de même que la première image d'un changement de scène. Toutefois, la perte de plusieurs paquets consécutifs aura un impact plus important que le même nombre de paquets dispersés si la prise de vue ne comporte pas de changement de scène. De plus, les mécanismes de robustesse (non évalués dans [18]) devraient limiter la propagation d'erreur. Dans le cas général, Liang a démontré dans [19] que la dégradation dépend fortement de la distribution des paquets perdus dans le flux.

Dans [9], Wenger analyse l'impact des pertes de paquets sur le PSNR (*Pick Signal-to-Noise Ratio*) qui représente une mesure objective de la qualité d'une image. Les simulations portent sur deux qualités de vidéo : la première en 176x144 pixels à 7,5 images par seconde et la seconde en 352x288 pixels à 15 images par secondes. Les autres paramètres de la compression sont fixés en cohérence avec des applications en temps réel. Il simule des TPP de 3%, 5%, 10% et 20%. Ses expérimentations démontrent qu'avec un TPP de 3%, une vidéo non protégée est inutilisable. Mais elles révèlent aussi qu'une vidéo utilisant intelligemment les outils de résistances aux erreurs tout en gérant au mieux la taille des NALU (pour éviter leur fractionnement aux couches inférieures) arbore une qualité acceptable avec un TPP de 20%.

### 1.3.2 Relation entre TPP et TEB

La distribution des erreurs binaires étant difficile à prédire, il est également difficile de donner une formulation exacte pour relier la perte des paquets et le TEB. La formule la plus souvent utilisée suppose une répartition uniforme des bits erronés, soit pour un paquet de taille  $N$  bits :

$$\text{TPP} = 1 - (1 - \text{TEB})^N \quad (1.1)$$

En inversant cette dernière équation, le taux d'erreurs binaires correspondant peut être estimé à un taux de pertes de paquets donné. Soit :

$$\text{TEB} = 1 - (1 - \text{TPP})^{\frac{1}{N}} \quad (1.2)$$

Ainsi, le taux d'erreurs binaires devra être inférieur à  $8,78 \times 10^{-6}$  pour éviter de perdre plus de 10% des paquets. Cette valeur assez faible – compte-tenu des TEB garantis en général par les systèmes de transmissions – est à relativiser car il a été démontré dans [20] que l'équation 1.1 surestime d'un facteur 10 le lien entre TEB et TPP. (1.1) produit donc des résultats pessimistes. En utilisant un codeur de canal,

les erreurs binaires isolées seront bien corrigées. Ainsi, il y a de fortes probabilités que les erreurs résiduelles soient groupées. Cette distribution non uniforme rend difficile la prévision du taux de pertes de paquets par la seule connaissance du taux d'erreurs binaires.

### 1.3.3 Outils de résistance aux erreurs

Le compresseur H.264 intègre des outils qui améliorent la robustesse du flux face à la perte de NALU. Parmi ces mécanismes, peuvent être cités :

- le partitionnement des données (*data partitioning*) qui partage les données en paquets d'importance décroissante,
- l'ordonnancement flexible des *macroblochs* (*Flexible Macroblock Ordering* – FMO) qui autorise des regroupements plus efficaces.

Avec le partitionnement des données, des paquets de type A, B ou C sont formés (cf. tableau 1.8). Les paquets B et C ont besoin de A pour être décodés mais A est indépendant des autres. La perte isolée d'un paquet B ou C a un impact négligeable sur la qualité de la vidéo. En outre, la perte d'un paquet A engendre l'abandon des paquets B et C correspondants. Cette option permet d'utiliser une protection inégale de l'information en protégeant mieux les informations essentielles contenues dans un paquet A.

Le FMO autorise quant à lui le regroupement de *macroblochs* normalement dispersés dans l'image au sein d'un même NALU. Ainsi, la perte de ce NALU ne provoque pas la perte d'une zone entière de l'image. D'autres stratégies sont également disponibles en fonction de la topologie de la prise de vue (entrelacement, présence de plusieurs plans, ...). En revanche, il a été montré dans [9] que l'utilisation du FMO génère une latence plus importante.

### 1.3.4 Codage de canal

Lorsque les protocoles des couches liaison de données, réseau ou transport reçoivent un paquet dont la somme de contrôle ne correspond pas aux données portées par ce paquet, celui-ci est éliminé. Cette suppression intervient qu'il y ait une seule erreur – sans conséquence pour le décodage – ou un groupe d'erreurs en rafale (*burst*). Il est donc primordial de corriger un maximum d'erreurs lorsque le train binaire est reçu. C'est pourquoi, si le codage de source se trouve dans la couche application, le codage de canal réside dans les couches les plus basses du système. Le rôle du codage de canal est de redonder intelligemment l'information afin de permettre une détection et une correction d'un maximum d'erreurs dans le flux binaire reçu : pour cela des codes correcteurs d'erreurs sont utilisés (*Forward Error Correction* – FEC). Toutefois, cet ajout augmente le débit binaire et se doit d'être efficace et adapté. Certains systèmes misent essentiellement sur un simple moyen de détection et demandent une réémission du message en cas de mauvaise réception (*Automatic Repeat Request* – ARQ).

L'étude des différents codeurs de canal existants ne rentre par dans le cadre des travaux présenté ici. Toutefois, la liaison dont il est question devra proposer une marge de débit suffisante pour y intégrer un code correcteur d'erreurs adapté à la transmission de vidéos en temps réel.

### 1.3.5 Codage conjoint source-canal

Comme il est souligné dans diverses publications [21][22][23], le théorème de séparation de Shannon, qui suppose une optimisation séparée des codeurs de source et de canal, n'est pas adapté à la transmission de vidéos en temps réel. En effet, ce postulat n'est en théorie valable qu'en traitant des blocs de données infiniment longs avec des codeurs arbitrairement complexes [22][23]. D'une manière générale, ce théorème n'est plus applicable dès lors que les retards sont limités [21]. Ainsi, la première approche du code conjoint consiste à réunir les codeurs de source et de canal en une même entité [22][24], ce qui impose toutefois de développer un nouveau compresseur de vidéos. La seconde méthode consiste à rechercher l'allocation optimale entre le débit de la source et le rendement du code correcteur selon un critère de distorsion [21] ou de qualité [25]. Cette stratégie se traduit par un algorithme utilisant en temps réel les propriétés du canal afin de commander les codeurs. Notons que toutes ces techniques nécessitent *a priori* un canal de retour.

Pour expliquer simplement les enjeux du codage conjoint, il faut citer deux situations extrêmes. Pour un canal présentant un débit et un TEB fixé à un instant donné :

- Il est possible de compresser très fortement la vidéo afin de laisser assez de débit pour ajouter beaucoup de redondance avec le codeur de canal. Or, plus le débit en sortie de codeur de source est faible, plus la distorsion est importante. Ainsi, le décodeur de canal aura la capacité de corriger beaucoup d'erreurs mais la distorsion totale sera mauvaise à cause de la forte compression.
- Inversement, la vidéo peut être compressée suffisamment pour qu'elle puisse être transmise et ne laisser de débit que pour très peu de codage de canal. Dans ce cas, les erreurs seront la cause de distorsions puisque le décodeur de canal ne pourra pas en corriger beaucoup.

D'autre part, avec des codeurs identiques, une source plus fortement compressée qu'une autre sera naturellement plus sensible aux erreurs puisque l'information par bit est plus importante. Tout ceci montre qu'il est possible de définir une stratégie d'allocation du débit entre le codeur de source et le codeur de canal en fonction de l'état de la transmission. Il faut alors déterminer une relation entre le taux d'erreur binaire (ou le taux de perte de paquets) et la distorsion (ou la qualité). C'est une des principales motivations des travaux sur l'impact des pertes de paquets comme l'ont soulignée Boulos *et al.* dans [18], Duhamel et Rioul dans [23]. Enfin, des stratégies similaires de décodage conjoint peuvent être envisagées en réception.

### 1.3.6 Conclusions sur la résistance aux erreurs

Bien qu'il existe des mécanismes pour minimiser l'impact des erreurs sur le décodage de la vidéo, il est impossible de s'affranchir d'un codeur de canal. Mais ce dernier doit être adapté, d'une part, au TEB ramené par la liaison et, d'autre part, au TPP admissible en entrée du décodeur de source. Or, l'estimation de ces paramètres est difficile puisque la distribution des erreurs et le contenu des prises de vue ne sont pas connus. Il est donc nécessaire d'améliorer la connaissance du canal et/ou de s'inspirer de dispositifs déjà existants.

## 1.4 Modulations mono et multi-porteuses

La plupart des systèmes de communications de nouvelle génération (DVB-T, 802.11, 802.16 et LTE) s'appuient sur un procédé de modulation parallèle appelé OFDM pour *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*. Ces systèmes étant qualifiés de *haut débit*, il est tentant de les réutiliser comme mise en œuvre de la couche hôte-réseau. Mais il convient de comprendre au préalable pourquoi le multiplexage par division en fréquences orthogonales a été sélectionné pour ces normes.

### 1.4.1 Principes généraux de l'OFDM

Introduit pour la première fois en 1966, l'OFDM n'a réellement été utilisé qu'à partir des années 1990 notamment par la standardisation de la télévision et de la radio numériques [26]. Il consiste en un découpage d'une bande de fréquence  $B$  en  $N$  sous-bandes. Le principe d'orthogonalité permet, d'une part, de conserver une grande efficacité spectrale par recouvrement des sous-porteuses et, d'autre part, de maintenir une séparabilité de celles-ci. Ainsi, la largeur des  $N$  sous-bandes est  $B/N$ . Soit,  $R_s = 1/T_s$  la rapidité de modulation ou débit de symboles exprimée en bauds et  $T_s$  la durée d'un symbole (ou temps symbole). D'après [27],  $B$  est presque égale à  $1/T_s$ . Ainsi, en découpant cette bande en  $N$  sous-bandes de largeur  $B/N$ , nous avons :

$$T'_s = N \cdot T_s \Leftrightarrow \frac{1}{T'_s} = \frac{1}{N \cdot T_s} \Leftrightarrow R'_s = \frac{1}{N} R_s \quad (1.3)$$

Cette dernière équation fait apparaître la rapidité de modulation  $R'_s$  et le temps symbole  $T'_s$  de chaque sous-porteuse. Ce temps symbole est ainsi  $N$  fois plus long qu'en utilisant une seule porteuse pour moduler sur la totalité de  $B$ . Soit  $\psi_{k,n}$  le signal OFDM élémentaire émettant le  $k^e$  symbole sur la  $n^e$  porteuse [28], tel que :

$$\psi_{k,n}(t) = e^{2j\pi\nu_n t} h(t - kT'_s) \quad (1.4)$$

Dans cette dernière expression,  $\nu_n$  est la fréquence de la  $n^e$  sous-porteuse et  $h$  le filtre de mise en forme permettant de passer d'un train de symboles discret à un signal continu. Classiquement, ce filtre est une porte de durée  $T'_s$ . Soit :

$$h(t) = \text{rect} \left( \frac{t - T'_s/2}{T'_s} \right) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq t < T'_s \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.5)$$

#### 1.4. MODULATIONS MONO ET MULTI-PORTEUSES

Ainsi, chaque jeu de  $N$  symboles d'indice  $k$  est bien émis sur une durée  $T'_s$ . Or, les signaux sont orthogonaux si et seulement si leur produit scalaire est nul<sup>13</sup> :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{k_1, n_1}(t) \psi_{k_2, n_2}^*(t) dt = 0 \quad (1.6)$$

La réponse en fréquence de  $h$  étant un sinus cardinal, le spectre  $\Psi_n$  de la  $n^e$  porteuse est de la forme [28] :

$$\Psi_n(\nu) = T'_s \frac{\sin(\pi(\nu - \nu_n)T'_s)}{\pi(\nu - \nu_n)T'_s} e^{-j\pi(\nu - \nu_n)T'_s} \quad (1.7)$$

La figure 1.7 représente la densité spectrale de puissance  $|\Psi_0(\nu) \cdot \Psi_0^*(\nu)|$  pour un signal mis en forme par une porte de durée  $6 \mu s$  à la fréquence porteuse  $\nu_0 = 10 \text{ MHz}$ . Le spectre s'annulant tous les  $1/T'_s$  de part et d'autre de  $\nu_0$ , l'orthogonalité

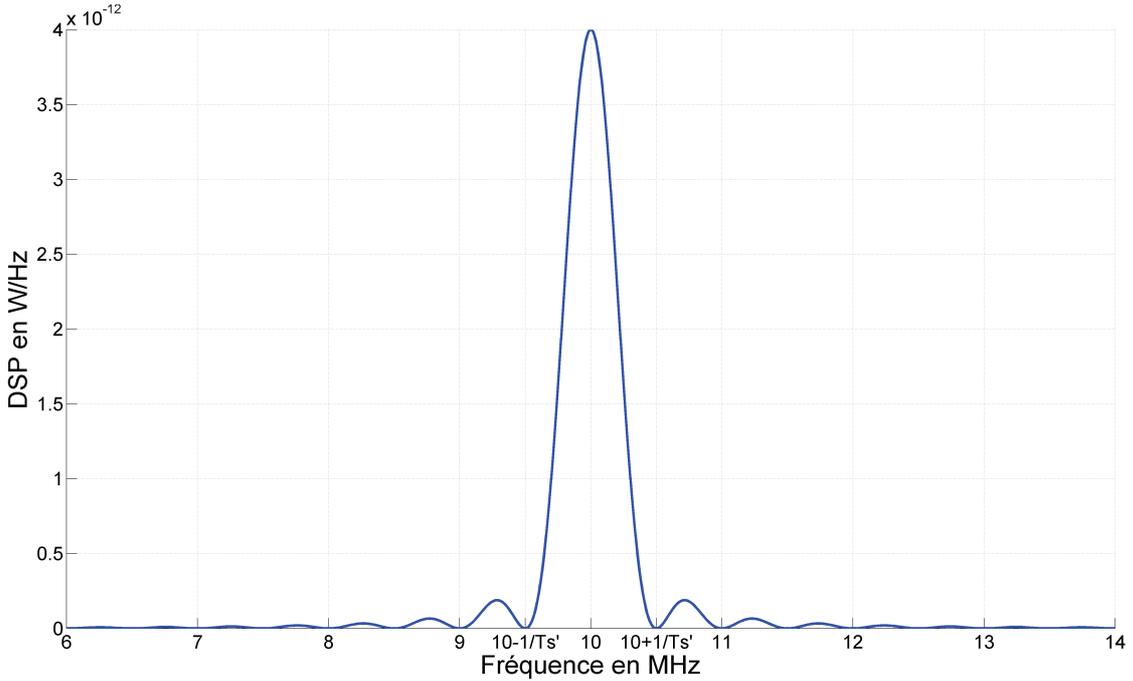


FIGURE 1.7 – Densité spectrale de puissance de  $\Psi_{k,0}$

des sous-porteuses est assurée en prenant :

$$\nu_n = \nu_0 + \frac{n - N/2}{T'_s} \quad (1.8)$$

Ainsi, l'expression des signaux OFDM élémentaires devient :

$$\psi_{k,n}(t) = e^{2j\pi\left(\nu_0 + \frac{n-N/2}{T'_s}\right)t} h(t - kT'_s) \quad (1.9)$$

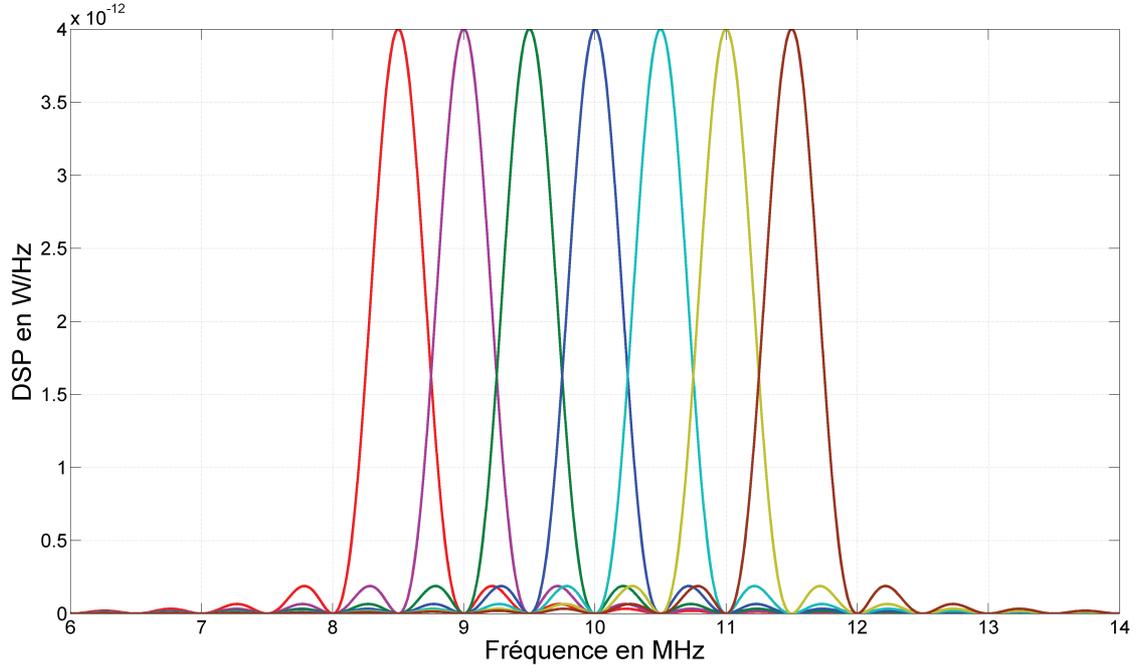


FIGURE 1.8 – Densités spectrales de puissance de 7 porteuses orthogonales

Un spectre à sept porteuses orthogonales est représenté sur la figure 1.8, obtenue en reprenant l'équation 1.9 avec les paramètres utilisés pour la figure 1.7. Selon la norme DVB-T, une bande de 8 MHz peut être découpée en plus de 6000 porteuses. Il serait bien entendu difficile et coûteux de réaliser un système composé d'un tel nombre de modulateurs. Or, en partant de l'expression d'un symbole OFDM, l'équivalence avec l'inverse d'une transformée de Fourier discrète peut être démontrée [26][28]. En effet, si  $c_{k,n}$  représente le  $k^e$  symbole transmis par la  $n^e$  porteuse, alors le signal modulé s'écrit :

$$u(t) = \Re \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} c_{k,n} \psi(t) \right\} \quad (1.10)$$

Cette relation étant équivalente à :

$$u_k(t) = \Re \left\{ u_{ek}(t) e^{2j\pi\nu_0 t} \right\} h(t - kT'_s) \quad (1.11)$$

L'expression d'une modulation d'amplitude en quadrature (*Quadrature Amplitude Modulation* – QAM) est retrouvée dans cette expression avec  $u_{ek}(t)$  obtenu par filtrage passe-bas de :

$$u'_{ek}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} u_{k,n} h_N \left( t - kT'_s - n \frac{N}{T'_s} \right) \quad (1.12)$$

13.  $\psi_{k_2, n_2}^*$  désigne le conjugué complexe de  $\psi_{k_2, n_2}$ .

Dont les coefficients  $u_{k,n}$  sont issus de l'inverse de la transformée de Fourier discrète des  $c_{k,n}$ . Le schéma d'un modulateur OFDM est proposé sur la figure 1.9 pour illustrer ce résultat.

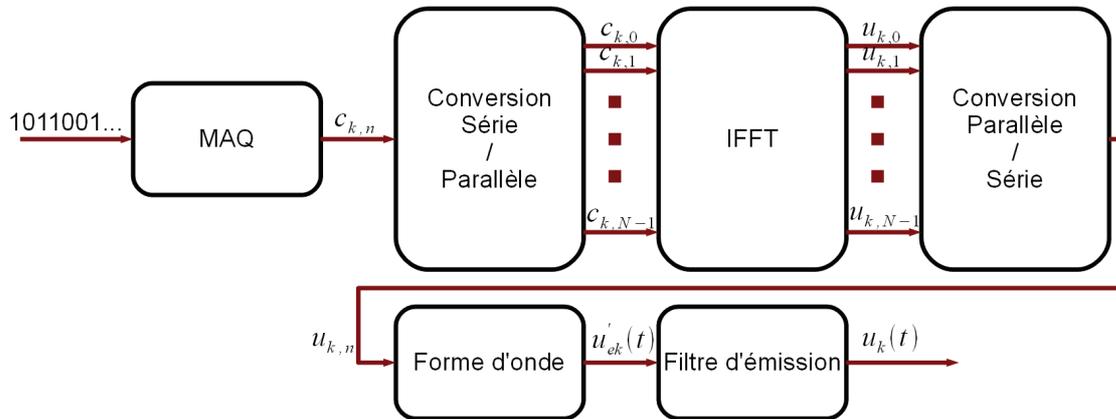


FIGURE 1.9 – Schéma d'un modulateur OFDM

### 1.4.2 Intérêts de l'OFDM

De part son efficacité spectrale, l'OFDM est particulièrement intéressant pour le multiplexage en fréquence de nombreux utilisateurs. Plusieurs sous-porteuses peuvent ainsi leur être affectées<sup>14</sup>. Cette efficacité permet également une meilleure adaptation de la liaison au masque d'émission imposé pour éviter de parasiter les systèmes adjacents.

Le second avantage de l'OFDM par rapport aux modulations mono-porteuse est sa robustesse face aux multi-trajets. D'un point de vue temporel – chaque trajet arrivant avec un retard différent – le signal reçu sera affecté par de l'interférence entre symboles (*Inter-Symbol Interference* – ISI) si le temps symbole est plus court que l'étalement des retards. En allongeant ce temps symbole par un découpage en sous-porteuses, l'OFDM permet à tous les multi-trajets « d'arriver » avant la réception d'un nouveau symbole. Bien que les phases et atténuations des trajets soient *a priori* différentes, il est possible de montrer<sup>15</sup> que leur somme sera globalement constructive.

Cette caractéristique de l'OFDM peut également être abordée d'un point de vue fréquentiel. En effet, un canal à trajets multiples est généralement sélectif en fréquence, la bande de cohérence  $B_c$  du canal<sup>16</sup> étant inférieure à la bande utile  $B$ .

14. On parle alors d'OFDMA avec un A pour *Access*, les futures normes de téléphonie mobile (4G) sont un exemple d'exploitation de cette technique.

15. Pour ce faire, il faut utiliser le théorème central limite, ce qui suppose un grand nombre de trajets.

16. Cette dernière est généralement limitée par la variation à -3 dB de la réponse en fréquence.

L'OFDM permet alors d'utiliser des bandes inférieures à la bande de cohérence en choisissant correctement le nombre de porteuses  $N$ . Enfin, un intervalle de garde est introduit entre les symboles pour éliminer l'ISI résiduelle. L'introduction d'un préfixe cyclique dans cet intervalle pour faciliter la démodulation permet de s'affranchir d'une égalisation temporelle au profit d'une égalisation fréquentielle. Cette dernière consiste simplement à multiplier chaque sous-porteuse par un coefficient complexe pour inverser la réponse du canal.

### 1.4.3 Inconvénients de l'OFDM face aux systèmes mono-porteuse

Trois inconvénients majeurs de l'OFDM par rapport aux modulations mono-porteuses peuvent être mis en avant. La description de ces défauts permet d'introduire des notions qui seront développées dans la suite du mémoire.

#### Facteur de crête

Contrairement aux modulations de fréquence, la plupart des modulations présentent une enveloppe non constante et donc un rapport entre la puissance instantanée et la puissance moyenne qui peut être important [29]. Ce rapport, appelé facteur de crête (dont le carré est le *Peak-to-Average Power Ratio* – PAPR), cause des distorsions du signal si aucun recul (*Back-off*) n'est pris à l'entrée de l'amplificateur de puissance [27]. Ce recul nécessaire au fonctionnement dans une zone de linéarité de l'amplificateur engendre une perte d'efficacité du système. Bien qu'il existe des techniques pour réduire le PAPR [30], ces dernières augmentent la complexité du dispositif et la perte d'efficacité avec l'OFDM sera toujours supérieure à celle d'un système employant une liaison mono-porteuse avec de faibles ordres de modulation. Ainsi, un amplificateur sensé fournir 10 Watts au point de compression avec une efficacité d'environ 30% ne pourra fournir que 1 Watt pour une consommation de 30 Watts si un recul de 10 dB est nécessaire. D'une manière générale, un facteur de crête est associé à toute modulation. Un système embarqué dont la puissance totale consommée est contrainte doit faire appel à des modulations à faible facteur de crête si la puissance à émettre est importante.

#### Sensibilité au Doppler

Les mouvements des éléments se trouvant dans l'environnement de propagation et à plus forte raison ceux des plateformes qui supportent les antennes (car ils affectent tous les trajets) produisent un décalage en fréquence de chaque trajet dû à l'*effet Doppler*. Lorsque les fréquences Doppler qui affectent les trajets sont différentes, le système subit de l'étalement Doppler. Bien qu'un simple décalage en fréquence puisse être raisonnablement compensé, un étalement peut être la cause d'interférences entre porteuses (*Inter-Carrier Interference* – ICI) par une perte d'orthogonalité entre celles-ci. Cette dégradation du taux d'erreur binaire

est difficilement prédictible à cause des mécanismes de correction qu'intègrent les normes de communications. Si des mouvements de quelques dizaines de km/h ont un impact négligeable sur une liaison mono-porteuse, un système OFDM non prévu pour la mobilité (comme le 802.16d) pourrait être grandement affecté.

### Perte de débit due à certains mécanismes

L'introduction de porteuses-pilotes affectées à l'estimation du canal peut être comparée à l'envoi de préambules dans le cas d'une liaison mono-porteuse. Toutefois, l'ajout du préfixe cyclique diminue également le débit dans une même proportion que le rapport temps utile sur intervalle de garde. Cette diminution de l'efficacité peut être problématique dans la mesure où l'atteinte de longues portées et la diminution du PAPR imposerait l'utilisation de modulations de faibles ordres.

#### 1.4.4 Conclusions sur les mono et multi-porteuses

Les différents points abordés dans cette partie montrent que l'emploi d'une liaison multi-porteuses (pour laquelle l'OFDM semble la plus efficace) ne semble pas approprié si le canal n'est pas sélectif en fréquence et si l'interconnexion de plusieurs utilisateurs n'est pas nécessaire. En effet, les inconvénients de l'OFDM tels que le facteur de crête important ou la sensibilité au Doppler pourraient le rendre impropre à la réalisation d'une liaison à haut débit et sur de longues distances. Toutefois, l'opportunité d'utiliser une norme dont les produits sont déjà disponibles dans le commerce peut également être déterminante.

## 1.5 Conclusion du chapitre

Au cours de ce chapitre, diverses notions relatives à la transmission vidéo en temps réel ont été abordées. Le processus d'encapsulation des données compressées en H.264 a montré qu'il est possible de rendre compatible les signaux vidéo avec une architecture *tout-IP*. Même si des choix sur la future liaison entre bâtiments de surface amenaient à utiliser un système dédié – hors réseau IP – la réception puis la centralisation de l'information pourraient être facilitées par ce processus de mise en conformité des paquets issus du codeur H.264 (*Broadcast* puis *Unicast*).

Par ailleurs, l'étude des mécanismes de compression et de résistance aux erreurs a révélé la prédiction délicate du débit et du TEB cible. En se basant sur des besoins opérationnels, deux liaisons seront envisagées dans la suite du mémoire. La première devra offrir un débit net<sup>17</sup> supérieur à 1 Mbits/s. La seconde, plus ambitieuse, visera un débit net supérieur à 10 Mbits/s. Dans les deux cas, des TEB de  $10^{-3}$  et  $10^{-4}$  seront considérés et la portée la plus importante possible

---

17. Hors codage de canal et en-têtes.

## *CHAPITRE 1. TRANSMETTRE DE LA VIDÉO EN TEMPS RÉEL*

---

sera recherchée, la détermination de cette dernière passant par une étude du canal de propagation.

## Chapitre 2

# Propagation des ondes radio en milieu marin

POUR affiner les spécifications de la liaison et révéler des voies d'amélioration supplémentaires, il nous a paru nécessaire d'utiliser une modélisation de la propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement marin. Cette description, qui se fonde sur un modèle à deux trajets, permet de mettre en avant un certain nombre de caractéristiques liées au canal de propagation. Le modèle à deux trajets est composé d'un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur et d'un trajet qui passe par une réflexion sur la surface de la mer. Très présent dans la littérature traitant de la propagation dans l'environnement terrestre, ses prédictions ont pu être validées par Hurtaud dans [31] et plus récemment par Le Roux *et al* dans [32] lors de campagnes de mesures dans plusieurs gammes de fréquences (UHF et au-delà). D'autres phénomènes seront également abordés dans ce chapitre car ils permettent, entre autres, de dégager un domaine de fréquences propice aux communications à haut débits et à longue distance. Ils ne seront toutefois pas directement intégrés à la modélisation. Enfin, une partie importante de ce chapitre est dédiée à la prise en compte de l'état de la mer dans la réflexion à sa surface.

### 2.1 Propagation dans l'atmosphère

Pour des fréquences supérieures à 30 MHz, la propagation des ondes radioélectriques s'effectue essentiellement dans la couche la plus basse de l'atmosphère – la troposphère – à proximité de la surface du globe. En l'absence de propagation ionosphérique, la liaison sera alors principalement bornée par l'horizon radio tenant compte de la réfraction atmosphérique. D'une manière générale, les variations des caractéristiques du milieu sont la cause de phénomènes qui affectent les deux trajets. Ainsi, une revue de tous ces effets qui interviennent au premier ordre est proposée dans cette première partie.

### 2.1.1 La réfraction des ondes dans la troposphère

La vitesse de propagation des ondes radioélectriques dans l'air étant principalement affectée par les variations de pression, de température et d'humidité [33], ces variations des conditions météorologiques ont pour effet de courber les trajectoires : c'est la réfraction atmosphérique. D'une manière générale, l'indice de réfraction  $n$  varie avec l'altitude et se caractérise par son gradient vertical auquel se superposent des altérations locales dues à des phénomènes tels que les conduits d'évaporation. Bien qu'il existe des méthodes de prise en compte de cette courbure des trajectoires – comme les équations paraboliques présentées dans [34] – c'est une méthode plus simple qui est classiquement utilisée. Elle consiste à considérer un rayon terrestre effectif ou équivalent  $R_e$  se substituant au rayon terrestre moyen réel  $R$ . En outre, cette méthode – qui sera utilisée par la suite – ne tient pas compte des variations locales de la réfraction.

L'indice de réfraction  $n$  étant toujours voisin de l'unité (dans l'air), le co-indice  $N$  lui est substitué. Soit :

$$n = 1 + N \cdot 10^{-6} \quad (2.1)$$

Une mesure de ce co-indice au niveau du sol et à 1 km d'altitude<sup>1</sup> permet d'en estimer sa variation  $\Delta N$ . En considérant un  $\Delta N$  moyen sur toute la longueur de la liaison, il est possible de se ramener à une propagation rectiligne des ondes en multipliant le rayon terrestre moyen par un facteur  $k$ , tel que [35] :

$$k = \frac{157}{157 + \Delta N} \quad (2.2)$$

D'où :

$$R_e = k \cdot R \quad (2.3)$$

Dans les régions tempérées,  $\Delta N$  est en moyenne égale à -39 unités  $N/\text{km}$ . Ainsi,  $k$  est approximativement égal à 4/3 et le rayon effectif terrestre  $R_e$  égal à 8500 km. La réfraction atmosphérique est donc généralement avantageuse puisqu'elle accroît la distance maximale de visibilité. Dans ce cas, la courbure des trajets est positive et l'augmentation du rayon terrestre a pour effet de « retendre » les trajectoires comme l'illustre la figure 2.1.

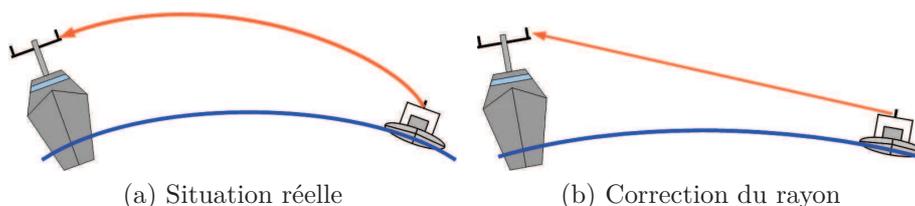


FIGURE 2.1 – Modification du rayon terrestre moyen

1. Avec un ballon sonde par exemple.

Lorsque la longueur de la liaison est importante (plusieurs dizaines de kilomètres), l'hypothèse d'un gradient vertical constant devient de moins en moins valide. Des variations particulièrement localisées et instables peuvent survenir et engendrer de la réfraction défavorable ou *infraréfraction*<sup>2</sup> ( $\Delta N > -39$  unité  $N/\text{km}$ ). Les trajectoires sont alors courbées vers le haut et la portée est globalement diminuée. Au contraire, certaines conditions météorologiques stables et étendues<sup>3</sup> conduisent à des situations favorables où des phénomènes de guidage peuvent apparaître ( $\Delta N = -157$  unités  $N/\text{km}$ ). L'UIT édite des recommandations sur l'occurrence de ces phénomènes en fonction de la zone géographique [36] et sur les méthodes pour se prémunir de leur impact sur les liaisons radio [37].

Par ailleurs, une réfraction non homogène sur la longueur de la liaison est susceptible de générer des *multi-trajets*. D'après la recommandation P.530 [37] de l'UIT, ces multi-trajets doivent seulement être la cause de scintillations du signal reçu pour des fréquences inférieures à 40 GHz. Bien qu'Hurtaud dans [31] ait observé des évanouissements (environ 25 dB) dus à la présence de conduits d'évaporation pour des fréquences supérieures à 30 GHz, il semble que ces évanouissements soient dus aux situations d'*infraréfraction* qui décroissent le rayon effectif terrestre et renforcent le phénomène de diffraction par la surface de la Terre.

Enfin, une forte courbure du trajet direct peut générer des pertes par dépointage des antennes lorsque celles-ci sont très directives. En effet, le trajet direct n'arrive plus dans l'axe des antennes [33]. Cette modification de l'angle de pointage apparent des antennes peut être évaluée grâce à des considérations géométriques. Si  $h_A$  et  $h_B$  désignent respectivement la hauteur de l'antenne d'émission et de l'antenne réception et  $D$  la distance qui les sépare, l'angle de pointage  $\theta$  en radians de l'antenne  $A$  par rapport à l'horizontale est donné par la relation :

$$\theta = \frac{h_B - h_A}{D} - \frac{D}{2 \cdot R_e} \quad (2.4)$$

Pour une liaison de 15 MN<sup>4</sup> (soit près de 28 km), cette variation de l'angle apparent est inférieure à 1° et donc négligeable si des antennes à plusieurs degrés d'ouverture en élévation sont utilisées.

---

2. Le terme de *supraréfraction* lui est opposé pour les situations où  $\Delta N$  est inférieur à -39 unité  $N/\text{km}$ .

3. Plus fréquentes lors des saisons chaudes que froides, ces situations sont également plus courantes en mer à cause des conditions particulières d'humidité.

4. 1 Mille Nautique étant égal à 1852 mètres.

### 2.1.2 Atténuation par les gaz de l'atmosphère

L'atténuation par les gaz de l'atmosphère est essentiellement due au dioxygène et à la vapeur d'eau qui présentent des raies d'absorption dans une gamme allant de 1 GHz à 350 GHz [33]. L'affaiblissement linéique dépend donc des conditions de pression, de température et d'humidité. Il varie de ce fait avec l'altitude. À l'aide de relations semi-empiriques extraites de la recommandation P. 676 [38], il est possible d'estimer cette affaiblissement sous l'hypothèse que le trajet direct est plat ou légèrement incliné et à proximité du sol. La figure 2.2 est ainsi obtenue pour des conditions normales de pression (1013 hPa) et de température (15 °C) mais avec une humidité importante (15 g/m<sup>3</sup>), valeur dépassée seulement 20% du temps dans l'Atlantique Nord [39]. Dans ces conditions, l'atténuation par les gaz de l'atmosphère n'est pas significative pour des fréquences inférieures à 10 GHz. Pour une liaison à longue distance, il sera préférable de rester au-dessous de cette fréquence pour ne pas dégrader le bilan de liaison.

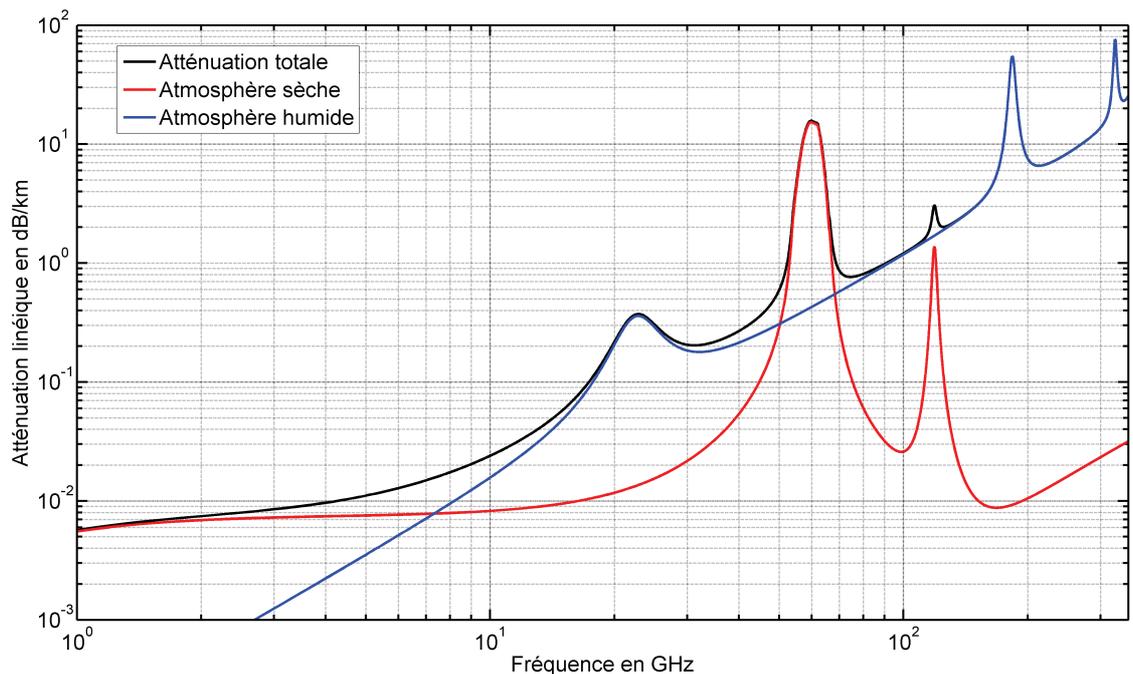


FIGURE 2.2 – Atténuation linéique due au gaz de l'atmosphère en fonction de la fréquence [38]

### 2.1.3 Atténuation par les hydrométéores

Les hydrométéores désignent toutes les particules composées d'eau telles que la pluie, la neige, la grêle, les nuages ou le brouillard. D'après [33], les gouttes d'eau sont parmi les particules non gazeuses qui donnent l'atténuation la plus importante.

Ces pertes sont dues à une dissipation de l'énergie sous forme de chaleur dans les gouttes mais également à une diffusion de l'onde dans toutes les directions. La figure 2.3 est obtenue en utilisant la procédure décrite dans la recommandation P.838 [40] pour obtenir l'atténuation linéique due à une pluie continue. L'intensité de pluie de 50 mm/h représente ici une borne supérieure qui n'est pas dépassée 99,99% du temps dans l'Atlantique Nord [41].

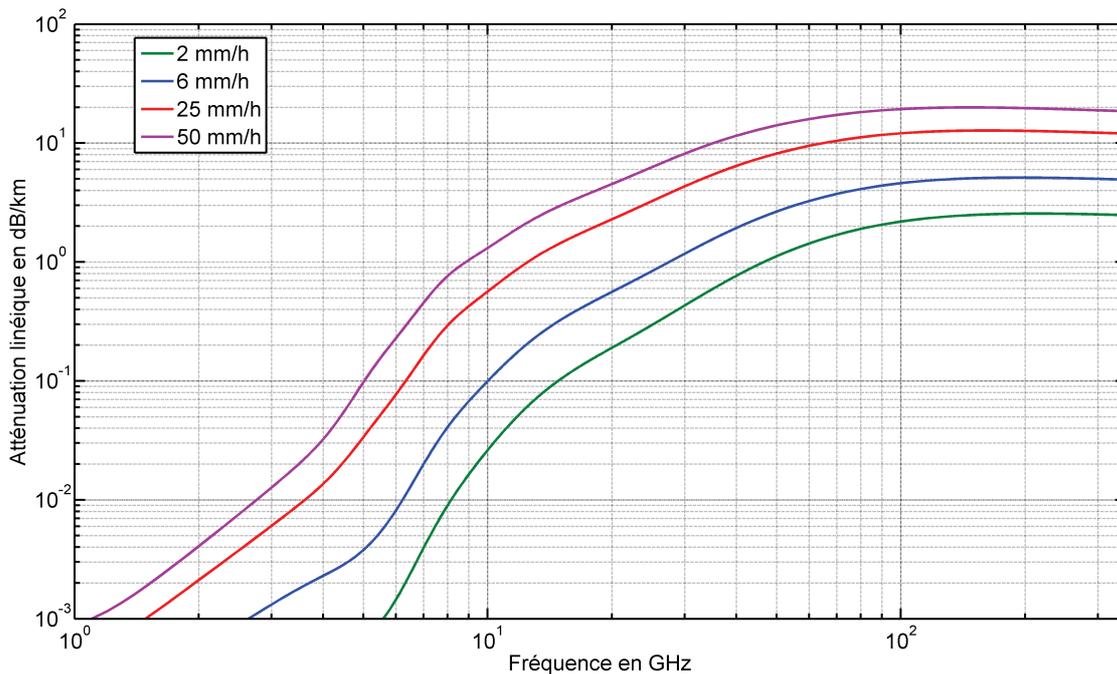


FIGURE 2.3 – Atténuation linéique due à la pluie en fonction de la fréquence [40]

À 5 GHz et sur un trajet de 15 MN, l'atténuation due à une forte pluie sera proche de 3 dB. En passant à une fréquence de 3 GHz, l'atténuation tombe au-dessous de 0,4 dB. Dans une atmosphère chargée d'embruns, il sera donc préférable de travailler à des fréquences pour lesquelles l'influence des hydrométéores est minimale.

#### 2.1.4 Conclusions sur la propagation dans l'atmosphère

L'étude de ces quelques phénomènes qui affectent les deux trajets montre que certaines gammes de fréquences ne seront pas adaptées à une communication à longue distance. Ainsi, il ne semble pas avantageux d'employer des fréquences supérieures à quelques GHz. Par ailleurs, l'objectif du modèle n'étant pas de prédire en temps réel les conditions de propagation, seule une réfraction moyenne sera introduite par la suite dans le modèle. Elle permettra néanmoins d'évaluer l'effet de conditions météorologiques défavorables sur la liaison.

## 2.2 Le modèle à deux trajets

La description de la propagation des ondes radioélectriques à proximité du sol par un trajet direct entre les antennes et un trajet réfléchi par la surface est évoquée dans de nombreux ouvrages [33][35][42][43]. La somme de ces deux trajets est appelée *onde d'espace* et constitue, avec les *ondes de surface* absentes pour des fréquences supérieures à une dizaine de MHz, les *ondes de sol*. Le modèle ainsi composé est appelé modèle à deux trajets ou modèle à deux rayons. Ce dernier est appliqué ici en milieu marin pour révéler les caractéristiques principales du canal de propagation.

### 2.2.1 Construction du modèle

La situation géométrique est tout d'abord présentée par la figure 2.4. L'antenne d'émission, matérialisée par le point  $A$  à une hauteur  $h_A$  du niveau moyen de la mer est située à la distance au sol  $D$  de l'antenne de réception, matérialisée par le point  $B$  à une hauteur  $h_B$ <sup>5</sup>. En plus du trajet direct, la surface de la mer permet à une partie de l'énergie qui n'a pas été émise dans la direction de l'antenne de réception d'apporter une contribution au champ reçu par celle-ci. Conformément à la loi de Snell-Descartes, il y a égalité des angles d'élévation  $\varphi_i$  et  $\varphi_r$  par rapport à la tangente à la surface au point de réflexion  $P$  pour les portions incidente et réfléchie du second trajet.

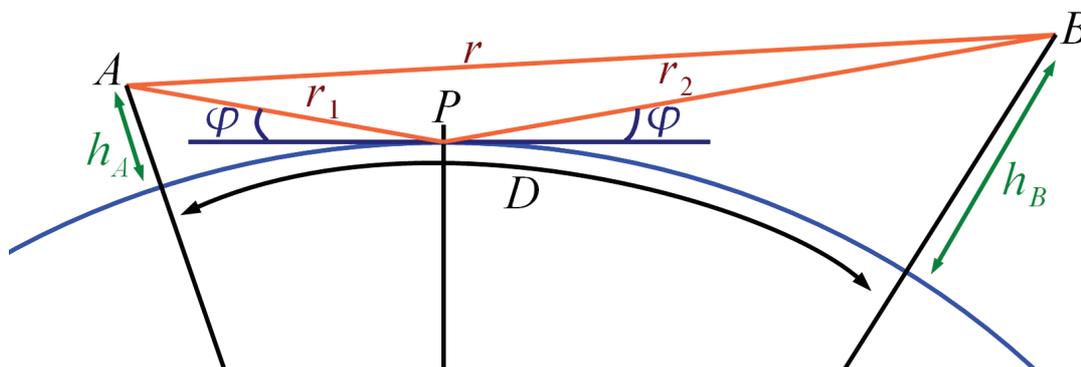


FIGURE 2.4 – Situation géométrique du modèle à deux trajets

La connaissance du champ électrique résultant en tout point du domaine de visibilité passe par l'évaluation des longueurs de trajets  $r$ ,  $r_1$  et  $r_2$ , de  $\varphi$  et donc par la détermination de la position de  $P$ . Or, la réflexion sur une sphère est un problème connue depuis l'Antiquité non *a priori* résoluble. Bien que des formules approchées soient proposées dans [33], ces dernières ne sont précises qu'après quelques centaines de mètres. Dans [44], Miller et Vegh proposent une solution exacte basée sur

5. Notons à ce stade que d'après le principe de réciprocité, l'émission et la réception peuvent être interverties.

une formulation du problème menant à une équation d'ordre 4 à coefficients complexes. La solution ne semble toutefois pas stable numériquement, en particulier à longue distance. La dernière solution consiste à utiliser une méthode itérative pour déterminer la position de  $P$  en 2D puisque  $A$ ,  $B$  et  $P$  sont coplanaires. Cette dernière méthode sera donc utilisée par la suite.

### 2.2.2 Expression du champ résultant

Pour déterminer l'expression du champ résultant, il convient en premier lieu de rappeler que cette dernière est supposée ne pas dépendre de l'antenne de réception. Ainsi, le point  $B$  représente un simple point d'observation. En outre, le champ électrique dépend de la Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente (PIRE)  $P_e G_e$  pour laquelle  $P_e$  représente la puissance émise et  $G_e$  le gain de l'antenne dans la direction du trajet considéré.

Au cours de la propagation, l'énergie émise par la source se répartit sur une sphère. Ainsi, pour un trajet direct, la puissance par unité de surface  $S$  (en  $\text{W}/\text{m}^2$ ) disponible à une distance  $r$  est rappelée par l'équation 2.5.

$$S = \frac{P_e G_e}{4\pi r^2} \quad (2.5)$$

D'autre part, à une distance suffisamment éloignée de la source, les champs électrique et magnétique sont orthogonaux à la direction de propagation et  $S$  est reliée à l'amplitude efficace<sup>6</sup> du champ électrique (en  $\text{V}/\text{m}$ ) par la relation 2.6 pour laquelle  $120\pi$  correspond à l'impédance du vide<sup>7</sup>. La relation entre l'amplitude efficace du champ électrique et la PIRE est déduite de ces deux expressions (équation 2.7).

$$S = \frac{E^2}{120\pi} \quad (2.6)$$

$$E = \frac{1}{r} \sqrt{30 P_e G_e} \quad (2.7)$$

Cette expression s'accompagne d'un facteur de phase faisant apparaître la constante de propagation  $\beta$  pour obtenir l'amplitude complexe  $\underline{E}$  du champ électrique (équation 2.8<sup>8</sup>),  $\lambda$  correspondant à la longueur d'onde porteuse.

$$\underline{E} = E e^{-j\beta r} = E e^{-j \frac{2\pi r}{\lambda}} \quad (2.8)$$

Pour le trajet réfléchi, l'amplitude complexe dépend du facteur de réflexion  $\rho$  et du facteur de divergence  $FD$  dû à la plus grande ouverture du faisceau d'énergie après réflexion de par la rotondité de la Terre. L'amplitude complexe du champ total ou

6. Reliée à l'amplitude crête par un facteur  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  en régime sinusoïdal.

7. Assimilable à celle de l'atmosphère.

8.  $j$  désigne ici l'imaginaire unité tel que  $j^2 = -1$ .

résultant au point  $B$  est alors obtenue en additionnant les amplitudes complexes des trajets direct et réfléchi (équation 2.9).

$$\underline{E}_{tot} = E_d e^{-j\frac{2\pi r}{\lambda}} + E_r e^{-j\frac{2\pi(r_1+r_2)}{\lambda}} \quad (2.9)$$

Enfin, l'équation 2.10 donne l'expression du module du champ résultant, avec les paramètres énoncés sur la figure 2.4<sup>9</sup>.

$$E_{tot} = \left| \frac{1}{r} \sqrt{30P_e G_e} e^{-j\frac{2\pi r}{\lambda}} + \frac{\rho FD}{r_1 + r_2} \sqrt{30P_e G'_e} e^{-j\frac{2\pi(r_1+r_2)}{\lambda}} \right| \quad (2.10)$$

### 2.2.3 Expression du facteur de réflexion

Le facteur de réflexion  $\rho$  est une grandeur complexe composée du facteur de réflexion de Fresnel  $\rho_0$  et d'un facteur de réduction  $\rho_r$  tenant compte de la rugosité de la surface. Dans l'hypothèse où la surface de la mer serait un diélectrique à pertes, homogène et que l'onde serait polarisée<sup>10</sup> linéairement, le facteur de réflexion de Fresnel est donné par l'équation 2.11 [33][45].

$$\rho_0 = \frac{\sin \varphi - \sqrt{C}}{\sin \varphi + \sqrt{C}} \quad (2.11)$$

Le paramètre complexe  $C$  dépend de l'angle d'élévation  $\varphi$ , de la polarisation de l'onde et de la permittivité complexe relative  $\eta$  de la surface de la mer. En polarisation horizontale, lorsque le champ électrique est normal au plan d'incidence,  $C$  est donné par l'équation 2.12. En polarisation verticale, lorsque le champ électrique est inclus dans le plan d'incidence,  $C$  est donné par l'équation 2.13. Par ailleurs, une méthode de calcul de la permittivité complexe relative  $\eta$  pour l'eau de mer est rappelée dans l'annexe A.

$$C_H = \eta - \cos^2 \varphi \quad (2.12)$$

$$C_V = \frac{\eta - \cos^2 \varphi}{\eta^2} \quad (2.13)$$

Le facteur de réflexion de Fresnel est obtenu en considérant que la surface réfléchissante est lisse par rapport à la longueur d'onde. En réalité, la surface de la mer est rugueuse et variable dans le temps par la présence de vagues ou d'une houle. Bien qu'il soit difficile de prendre en compte de manière rigoureuse cette caractéristique propre à l'environnement marin, il existe des méthodes permettant, en moyenne, d'intégrer la réduction de l'énergie réfléchie par une surface rugueuse. En effet, lorsque l'état de mer se dégrade, un maximum d'énergie est toujours observé

---

9. Un ' est introduit dans  $G'_e$  pour le trajet réfléchi car le gain de l'antenne est *a priori* différent pour les deux trajets.

10. À ce stade, les formulations simplifiées (car non vectorielles) du champ électrique ne font pas apparaître la notion de polarisation qui sera abordée par la suite.

dans la direction de la réflexion spéculaire. En outre, de l'énergie est également émise dans les autres directions sous la forme d'une réflexion diffuse. En première approche, un facteur de réduction  $\rho_r$  est donc appliqué au facteur de Fresnel pour traduire la diminution de l'énergie réfléchie de manière cohérente (équation 2.14).

$$\rho = \rho_0 \cdot \rho_r \quad (2.14)$$

Faisant l'hypothèse d'une distribution gaussienne des élévations de la surface, les travaux d'Ament [46] en 1952 apportent une première réponse avec la formulation donnée par l'équation 2.15.

$$\rho_r = \exp \left[ -2(2\pi g)^2 \right] \quad (2.15)$$

Le critère de rugosité ou critère de Rayleigh  $g$  qui apparaît dans cette expression traduit l'évolution de la rugosité apparente de la surface. Son expression est rappelée par l'équation 2.16. Il dépend de l'écart quadratique moyen des élévations de la surface  $\sigma$  (en mètres), de l'angle d'élévation  $\varphi$  et de la longueur d'onde électromagnétique  $\lambda$ .

$$g = \frac{\sigma \sin \varphi}{\lambda} \quad (2.16)$$

La rugosité diminue lorsque la portée augmente ou lorsque la longueur d'onde augmente. La sensibilité de la liaison à la dégradation de l'état de mer sera donc plus faible à mesure que la fréquence diminue. Par ailleurs, la formulation proposée par Ament prévoit bien une diminution de l'énergie réfléchie de manière spéculaire à mesure que le critère de Rayleigh augmente. En 1957, Beckmann parviendra au même résultat qu'Ament avec les mêmes hypothèses mais un calcul différent [47]. Ce modèle s'imposa jusqu'à la publication des travaux de Miller, Brown et Vegh [48] en 1983, accomplis en reprenant des résultats expérimentaux (équation 2.17).

$$\rho_r = \exp \left[ -2(2\pi g)^2 \right] I_0 \left[ 2(2\pi g)^2 \right] \quad (2.17)$$

Le facteur proposé par Ament fut ainsi complété par l'introduction de la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0 et de première espèce  $I_0[\cdot]$ . Cette dernière tend rapidement vers l'infini quand la rugosité augmente ( $g > 3$ ) et (2.17) diverge numériquement bien que les valeurs attendues soient proches de 0 lorsque la rugosité est importante. Elle sera par la suite remplacée par l'équation 2.18 obtenue par développement asymptotique à l'ordre 2 dès lors que  $g$  sera supérieur à 3.

$$\rho_r = \frac{1}{2\sqrt{\pi}}(2\pi g)^{-1} + \frac{1}{32\sqrt{\pi}}(2\pi g)^{-3} \quad (2.18)$$

Il est maintenant nécessaire de relier l'écart quadratique moyen des élévations de la surface à l'état de mer. En l'absence de relevés *in situ* réalisés à l'aide de bouées, une méthode précise consisterait à utiliser un modèle de spectre comme celui d'Elfouhaily [49] pour générer une surface de mer puis d'en extraire des statistiques. Plus simplement, Beckmann et Spizzichino propose dans [47] des valeurs

N°	État de mer	Élévation $\sigma$
0	<i>Calm</i>	0
1	<i>Smooth</i>	0 – 0,3
2	<i>Slight</i>	0,3 – 1
3	<i>Moderate</i>	1 – 1,5
4	<i>Rough</i>	1,5 – 2,5
5	<i>Very rough</i>	2,5 – 4
6	<i>High</i>	4 – 6
7	<i>Very high</i>	>6

Tableau 2.1 – État de mer et élévation de la surface en mètres

de  $\sigma$  en fonction de l'état de mer en l'assimilant à un écart effectif par rapport au niveau moyen de la surface (tableau 2.1).

Ces valeurs peuvent être rapprochées de la formulation utilisée par Hurtaud dans [31] qui se base sur la vitesse du vent  $v$  à 19,5 mètres d'altitude (équation 2.19). Déduite des travaux Pierson et Moskowitz, elle suppose que la surface est uniquement levée par le vent. Cette expression peut à son tour être comparée à (2.20), proposée par Gardenal *et al.* [50], qui se fonde sur les mêmes travaux et hypothèses mais pour une vitesse du vent à 10 mètres d'altitude.

$$\sigma = 0,00657v_{19,5}^2 \quad (2.19)$$

$$\sigma = 0,0051v_{10}^2 \quad (2.20)$$

D'autre part, les travaux de thèse de Guillet [51] et de Lurton [52] peuvent être cités. Le premier a proposé de prendre en compte l'effet d'ombrage des vagues les unes par rapport aux autres. Il obtient ainsi une méthode non résoluble analytiquement. Les résultats de simulation montrent en outre que la formulation de Miller, Brown et Vegh (MBV) reste plus précise pour des hauteurs d'antennes inférieures à 50 mètres. Lurton a quant à lui utilisé une représentation numérique de la surface de la mer obtenue à partir du spectre d'Elfouhaily sur laquelle il a appliqué une méthode numérique rigoureuse. Les temps de simulation étant importants, cette méthode doit se limiter à de petites surface. Enfin, Hristov *et al.* proposent dans [53] une nouvelle formulation pour les cas où les élévations de la surface ne suivent plus une distribution gaussienne. La difficulté est alors de déterminer les paramètres statistiques de la surface d'ordres supérieurs à deux. En conclusion, la formulation de MBV sera utilisée par la suite.

### 2.2.4 Expression du facteur de divergence

Lorsque la surface réfléchissante est grande, cette dernière ne peut plus être considérée plate [33]. Un facteur de divergence  $FD$  est alors introduit pour prendre en compte la plus grande ouverture du faisceau d'énergie après réflexion. Son expression, rappelée par l'équation 2.21 extraite de [47], est obtenue par une méthode

purement géométrique. Elle ne prend donc pas en compte les phénomènes de diffraction par la surface du globe qui interviennent à longue distance.

$$FD = \left[ 1 + \frac{2r_1r_2}{R_e(r_1 + r_2) \sin \varphi} \right]^{-1/2} \left[ 1 + \frac{2r_1r_2}{R_e(r_1 + r_2)} \right]^{-1/2} \quad (2.21)$$

Cette expression fait apparaître le rayon effectif terrestre  $R_e$ , la longueur du trajet réfléchi  $r_1 + r_2$  et l'angle de rasance  $\varphi$ . La figure 2.5<sup>11</sup> montre que ce facteur décroît rapidement au-delà de quelques kilomètres. Avec cette décroissance, le champ réfléchi disparaît et le champ résultant tend vers le niveau d'espace libre. Or, l'expression du facteur de divergence ne doit plus être utilisée dès lors que l'angle d'incidence est inférieur à une valeur approximée par l'équation 2.22 [33].

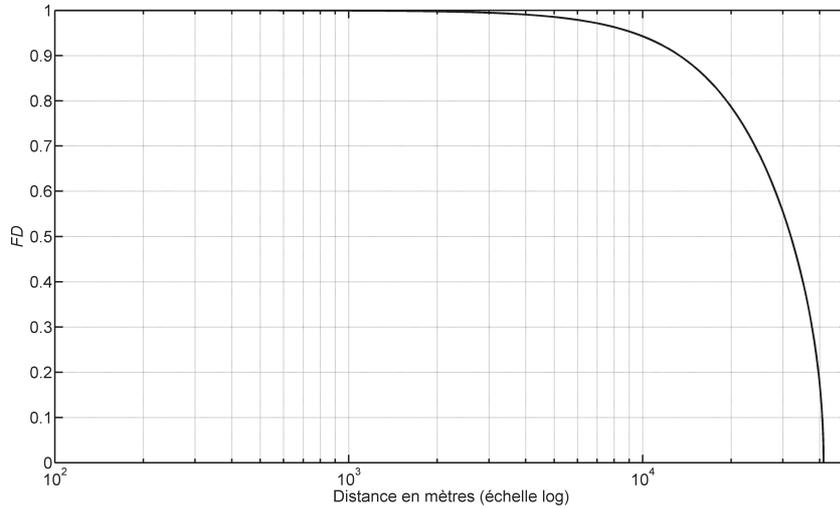


FIGURE 2.5 – Variation du facteur de divergence en fonction de la distance,  $h_A = h_B = 25$  mètres

$$\varphi_{(mrad)} = (10\lambda)^{1/3} \quad (2.22)$$

Cette évolution du facteur de divergence marque de fait la limite de validité approchée du modèle à deux trajets, qui ne tient pas compte des phénomènes de diffraction. La limite exacte est toutefois tenue car elle doit en théorie évoluer avec les propriétés de la surface. En outre, il sera montré par la suite qu'en « bloquant » cette valeur à sa dernière valeur valide, il est possible d'assurer la jonction avec le modèle de propagation par diffraction.

### 2.2.5 Première mise en œuvre et conclusions

Les équations précédentes sont reprises dans un script sous MATLAB<sup>©</sup> pour une simulation entre deux plateformes dont les antennes sont situées à une hauteur de 25 mètres. La distance maximale de visibilité radio, obtenue en appliquant

11. Obtenue par une simulation avec deux antennes placées à une hauteur de 25 m.

l'équation 2.23, est d'environ 41 km (soit un peu plus de 22 MN) dans des conditions normales de réfraction. La figure 2.6 est ainsi générée pour une fréquence de 3 GHz et en bloquant la valeur de  $FD$  à sa dernière valeur valide (0,81).

$$D_{max} = \sqrt{2R_e}(\sqrt{h_A} + \sqrt{h_B}) \quad (2.23)$$

Par ailleurs, ces niveaux de champ reçu sont obtenus avec une puissance d'émission de 1 Watt et avec gain d'antenne de 2,1 dBi (dipôle). Enfin, ils sont comparés au niveau d'espace libre qui suppose la présence d'un unique trajet.

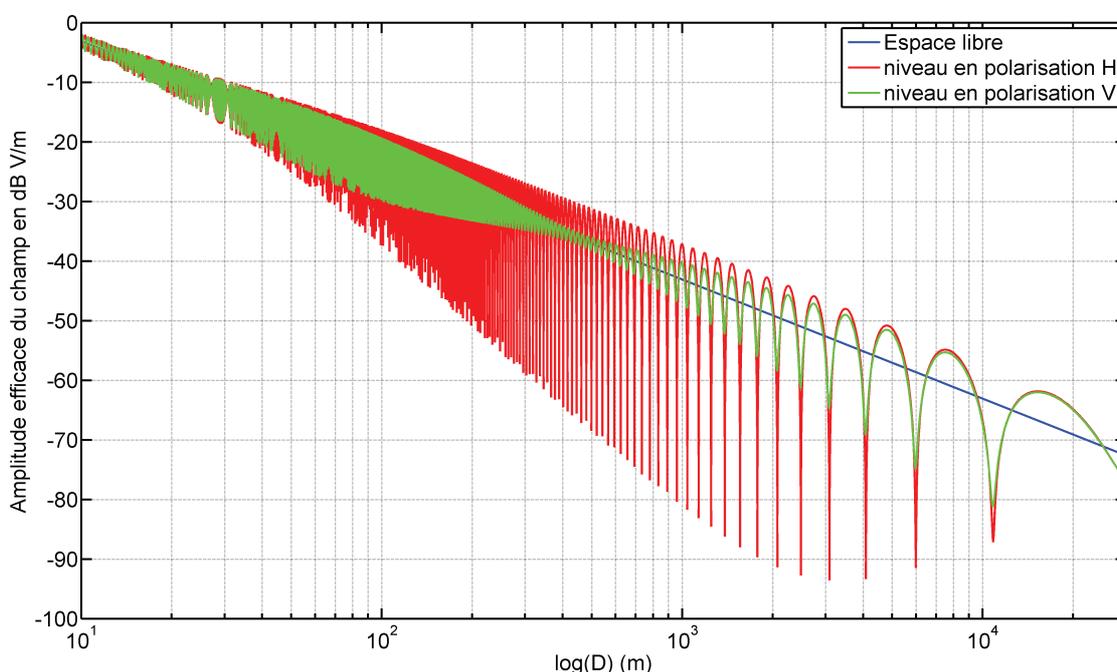


FIGURE 2.6 – Profil du canal de propagation à 3 GHz avec un dipôle, une puissance d'émission de 1 Watt,  $h_A = h_B = 25$  mètres

Pour les deux polarisations, des évanouissements réguliers dus à la recombinaison des deux trajets sont observés. Ces derniers sont toutefois plus profonds en polarisation horizontale (courbe rouge) qu'en polarisation verticale (courbe verte). Pour celle-ci, un minimum d'oscillation est observé – entre 200 et 300 m ici – correspondant à l'incidence pseudo-brewsterienne pour laquelle le coefficient de réflexion de Fresnel en polarisation verticale passe par un minimum. Cette évolution régulière du niveau de signal est la marque de la diversité du canal de propagation qui sera abordée par la suite. Par ailleurs, la prévision de l'amplitude du champ électrique n'est pas fiable après une vingtaine de kilomètres puisque le modèle à deux trajets ne prend pas en compte les phénomènes de diffraction par la surface. Il est toutefois possible de conclure que la polarisation verticale semble la plus avantageuse à ce stade grâce à des évanouissements moins profonds.

Pour finir, une seconde simulation (figure 2.7) est proposée dans la même configuration mais avec un écart quadratique moyen des élévations  $\sigma$  de 0,5, ce qui correspond à un état de mer 2 sur l'échelle de Douglas. La rugosité réduisant la réflexion cohérente, les évanouissements disparaissent à courte distance et sont fortement atténués au-delà.

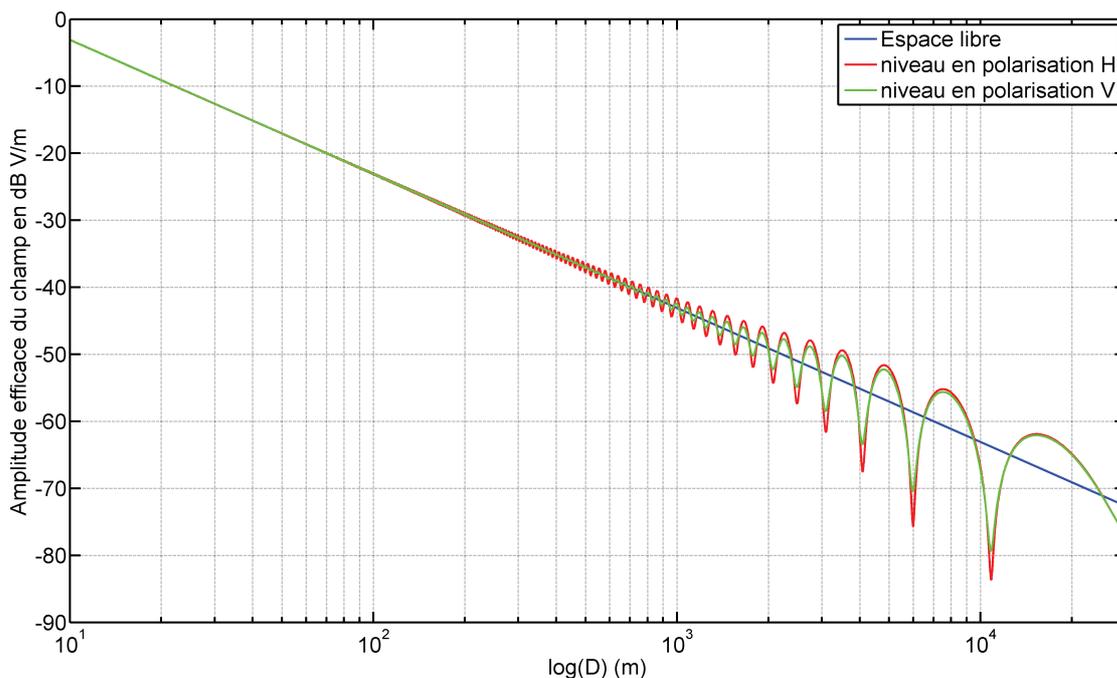


FIGURE 2.7 – Profil du canal de propagation par mer 2 ( $\sigma = 0,5$  m), obtenu avec les mêmes paramètres que la figure 2.6.

L'apparition d'une houle semble à première vue avantageuse puisque les évanouissements sont susceptibles d'engendrer des coupures de liaison comme les ont observées Le Roux *et al.* dans [32]. Toutefois, ce modèle ne prend pas en compte l'effet de masquage par les vagues, le dépointage des antennes dû à l'attitude des navires face à l'état de mer et l'apparition d'un champ diffusé par la mer qui engendre des fluctuations rapides de l'amplitude comme les a remarquées Hurtaud dans ses travaux de thèse.

## 2.3 Diffraction et diffusion par la surface de la mer

À l'approche de la limite de visibilité radio ou lorsque l'état de mer se dégrade significativement, l'hypothèse d'une seule réflexion cohérente sur la surface est de moins en moins valide. Ces situations voient en effet des phénomènes de diffraction et de diffusion par la surface de la mer apparaître.

Une ligne d’horizon se forme entre les plateformes d’émission et de réception à mesure qu’elles s’éloignent l’une de l’autre. Ainsi, lorsque la surface est suffisamment lisse par rapport à la longueur d’onde, cette « bordure » engendre un champ assimilé à de la diffraction sphérique. Un modèle de propagation par diffraction doit donc être employé pour prédire le niveau de champ électrique reçu à longue distance, en particulier quand l’expression du facteur de divergence n’est plus valide à cause de cette ligne d’horizon.

D’autre part, un champ diffusé par la surface apparaît lorsque l’état de mer se dégrade et semble recueillir l’énergie qui n’est plus réfléchi de manière cohérente. Il sera donc abordé de manière qualitative afin de mieux concevoir ses implications. Si la diffusion engendre des fluctuations rapide du champ reçu, une dégradation importante de l’état de mer peut occasionner des phénomènes de masquage par les vagues. Ce dernier point sera donc également évoqué dans cette partie.

### 2.3.1 Intégration de la diffraction sphérique

À l’approche de la liaison tangente, la contribution du trajet réfléchi de manière spéculaire s’atténue progressivement au profit d’un trajet diffracté par la surface. Au-delà de cette limite, le trajet direct disparaît à son tour et seule la diffraction par la surface du globe subsiste. Pour prendre en compte ces constatations, la méthode de l’UIT décrite dans l’annexe B peut être employée en supposant que la surface soit homogène et lisse par rapport à la longueur d’onde. Un critère de hauteur des irrégularités de la surface  $\Delta h$  est ainsi énoncé pour vérifier cette dernière hypothèse. Ce critère est rappelé par l’équation 2.24.

$$\Delta h = 0,04(R_e \lambda^2)^{1/3} \quad (2.24)$$

La méthode serait donc applicable jusqu’à un état de mer 4 sur l’échelle de Douglas pour toute fréquence inférieure à 5 GHz. La figure 2.8 est obtenue en intégrant le modèle de l’UIT dans le script décrit précédemment. Une décroissance rapide du champ à l’approche de la distance de liaison tangente est observé. Ce résultat explique pourquoi les liaisons radio sont principalement bornées par l’horizon radio pour des fréquences supérieures à quelques dizaines de MHz<sup>12</sup> même si l’augmentation de la fréquence s’accompagne d’une diminution des pertes par diffraction.

Le modèle de propagation par diffraction s’appuie sur le premier terme de la série des résidus qui apparaît en posant le problème de la diffraction par la Terre [35]. Comme il est souligné dans [54], il permet une approximation à 2 dB près du niveau de champ pour des trajets s’étendant au-delà de l’horizon, sous réserve que les conditions météorologiques soient parfaitement connues. À proximité de la limite de visibilité radio, la série des résidus converge moins vite comme l’a souligné

---

<sup>12</sup> Fréquences pour lesquelles les modes de propagation ionosphérique et par onde de surface n’existent plus.

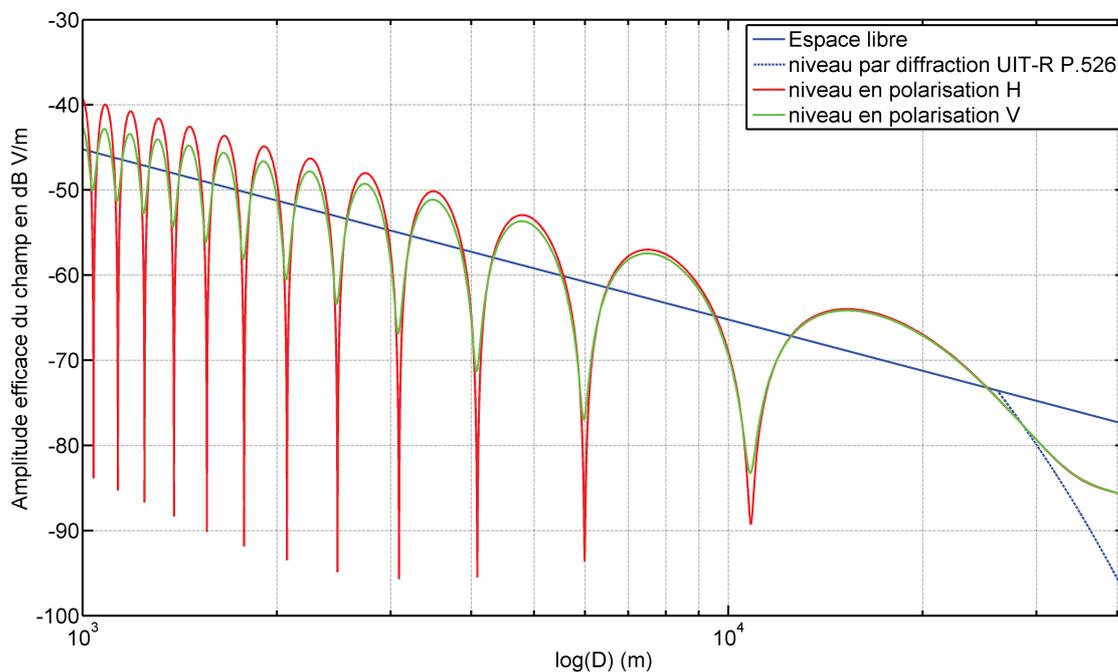


FIGURE 2.8 – Profil du canal de propagation à longue distance, obtenu en appliquant le modèle à deux trajets et le modèle de propagation par diffraction de l'UIT [54], avec les mêmes paramètres que la figure 2.6.

Rotheram dans [55] et [56]. Ce dernier décrit une méthode complète (et complexe) de résolution de la série des résidus pour améliorer la prédiction à plus courte distance. Cette méthode est reprise dans le logiciel GRWAVE distribué gratuitement par l'UIT, ce qui permettra par la suite de dimensionner plus précisément la liaison pour qu'elle atteigne la distance de liaison tangente par des conditions normales de réfraction atmosphérique.

### 2.3.2 La diffusion par la surface de la mer

Les irrégularités de la surface sont la cause d'un champ diffusé également appelé réflexion incohérente car ce champ se caractérise par une phase aléatoire. Il a été étudiée par Beckmann et Spizzichino dans [47] qui démontrent que la zone participant à la diffusion est plus large que celle qui contribue à la réflexion cohérente. Ainsi, l'utilisation d'antennes directives permet de diminuer les fluctuations rapides du niveau de champ comme cela été observé par Karasawa et Shiokawa dans [57]. Ces auteurs reprennent d'ailleurs les formulations de Beckmann et Spizzichino en les intégrant dans un modèle de transmission (incluant les antennes) qui a été vérifié expérimentalement dans des communications en bande L (de 1 à 2 GHz) avec des satellites à basse élévation.

L'amplitude efficace du champ total doit ainsi inclure la composante déterministe calculée à partir du modèle à deux trajets et une composante à phase aléatoire due au champ diffusé. Cette dernière est obtenue en intégrant une fonction sur des portions de surface suffisamment petites. De plus, la fonction dépend de l'écart quadratique moyen des élévations mais aussi de la corrélation spatiale des irrégularités. Le champ total ainsi obtenu suit une loi de Rice puisqu'il est composé d'une forte composante déterministe à laquelle se superposent de nombreuses variables aléatoires représentant la contribution des nombreuses portions diffusantes de la surface.

Cette modélisation du champ diffusé est un point de départ intéressant pour une intégration dans un modèle plus précis. Toutefois, la représentation géométrique dont elle découle ne semble pas, comme c'est le cas pour le facteur de divergence, compatible avec le domaine de distances pour lequel la diffraction par la surface de la Terre entre en jeu. De plus, les évanouissements causés par ce champ diffusé ne semblent profonds que par des états de mer pour lesquelles le masquage par les vagues représente un phénomène bien plus problématique.

### 2.3.3 Le masquage par les vagues

La plateforme d'émission envisagée étant une petite embarcation de type semi-rigide, la hauteur de son antenne devrait être comprise entre 2 et 3 mètres. Il est ainsi possible que par certains états de mer, un passage de l'embarcation dans un creux de vague engendre un phénomène de masquage. Du fait de la diffraction, le champ reçu au récepteur ne devrait pas être nul mais la variabilité temporelle importante empêche toute estimation précise des pertes occasionnées. Il est donc préférable de limiter la portée opérationnelle de la liaison en fonction de la profondeur des creux de vagues. Dans ce cas, la distance maximale de visibilité peut être évaluée en reprenant l'équation 2.23 dans laquelle les hauteurs d'antennes sont corrigées en leur soustrayant la profondeur des creux. Dans le cas extrême où la profondeur des creux est identique à la hauteur de l'antenne d'émission, la visibilité maximale est alors limitée à l'horizon radio du récepteur. Des essais en mer permettraient alors d'évaluer plus finement la disponibilité de la liaison dans ces situations.

### 2.3.4 Conclusions sur la diffraction et la diffusion

Le modèle de l'UIT et GRWAVE ont été abordés dans cette partie car ils permettent de calculer l'amplitude du champ électrique à longue distance. Les résultats qu'ils fournissent montrent que la décroissance du champ est très importante à l'approche de la limite de visibilité radio. Par la suite, l'objectif sera de dimensionner la liaison pour qu'elle atteigne au moins cette distance par de faibles états de mer et par des conditions normales de réfraction atmosphérique. L'étude qualitative de la diffusion par la mer montre que les prévisions des modèles

déterministes peuvent s'accompagner d'évanouissements supplémentaires dont la profondeur peut être minimisée par l'utilisation d'antennes directives. Enfin, la portée de la liaison devrait se réduire à mesure que l'état de mer se dégrade. Seuls des essais permettront toutefois de mesurer l'ampleur de cette réduction.

## 2.4 Mise en œuvre des modèles

Une synthèse des résultats de simulation des modèles de propagation est proposée dans cette partie. L'objectif est de mettre en évidence les caractéristiques dont la connaissance est utile à la réalisation d'une liaison haut débit ou à l'exploitation de voies d'amélioration. Comme cela a été évoqué précédemment, la liaison doit idéalement atteindre la limite de visibilité radio par des conditions normales de réfraction. Ainsi, après une première section dédiée au calcul de cette limite, le niveau de champ reçu à de telles distances sera déterminé pour permettre un choix avantageux de la fréquence porteuse, de la puissance à émettre ou du type d'antenne à utiliser. Par ailleurs, les diversités spatiale, de polarisation et de fréquence seront mises en évidence puisqu'elles offrent la possibilité de combattre les évanouissements dus à la recombinaison des deux trajets.

### 2.4.1 Distance de liaison tangente

L'équation 2.23 – rappelée ci-dessous – permet de calculer la distance  $D_{max}$  pour laquelle le trajet direct tangente la surface de la Terre. Elle dépend de la réfraction atmosphérique moyenne par l'intermédiaire de  $R_e$  et des hauteurs des antennes  $h_A$  et  $h_B$ . Au-delà de cette distance limite, le trajet direct est occulté de sorte qu'elle représente la limite de visibilité radio.

$$D_{max} = \sqrt{2R_e}(\sqrt{h_A} + \sqrt{h_B}) \quad (2.25)$$

Il est intéressant d'évoquer ici le cas d'une liaison dissymétrique, lorsque l'une des antennes est bien moins haute que l'autre. La plateforme de réception étant un navire de taille moyenne à importante, son antenne peut être localisée à une hauteur comprise entre 20 et 30 mètres d'altitude. Au contraire, une embarcation légère jouant le rôle d'émetteur,  $h_A$  sera comprise entre 2 et 3 mètres. Ainsi, l'application de l'équation ci-dessus montre que la portée s'accroît de 1,3 km (0,7 MN) en passant de 2 à 3 m à l'émission contre 408 mètres en réception (en passant de 25 à 26 m). Cette limitation importante de la portée s'ajoute aux autres difficultés inhérentes à la conception d'une liaison sur une embarcation légère, telles que :

- le masquage par les vagues (cf. section 2.3.3),
- la limitation de la puissance disponible,
- la protection des personnes face aux rayonnements électromagnétiques,
- l'intégration physique des équipements,
- l'attitude défavorable de la plateforme face l'état de mer.

Tout ceci montre qu'il est raisonnable de se limiter à l'atteinte de la distance de liaison tangente.

### 2.4.2 Amplitude efficace du champ en limite de visibilité radio

Quelques résultats de simulation en limite de liaison tangente sont donnés ici. Trois configurations de hauteur d'antennes sont considérées :

- entre deux navires de taille moyenne :  $h_A = h_B = 25$  m,  $D_{max} \simeq 41,2$  km (22,3 MN),  $E_0 = -75,4$  dB V/m,
- entre une embarcation légère et un navire :  $h_A = 2$  m et  $h_B = 25$  m,  $D_{max} \simeq 26,4$  km (14,3 MN),  $E_0 = -71,5$  dB V/m,
- entre deux embarcations légères :  $h_A = h_B = 2$  m,  $D_{max} \simeq 11,7$  km (6,3 MN),  $E_0 = -64,4$  dB V/m.

Les valeurs de  $D_{max}$  sont données ici par des conditions normales de réfraction atmosphérique ( $R_e \simeq 8500$  km) et l'amplitude efficace du champ électrique en espace libre  $E_0$  est calculée par l'équation 2.7 ( $P_e = 1$  W,  $G_A = 2,1$  dBi). Les tableaux 2.2 à 2.4 donnent pour chaque liaison et pour quelques fréquences comprises entre 300 MHz et 12 GHz :

- les pertes dues aux gaz d'une atmosphère humide,
- les pertes dues à une pluie de 50 mm/h d'intensité<sup>13</sup>,
- l'affaiblissement supplémentaire par rapport à l'espace libre dû à la diffraction sphérique (par GRWAVE),
- l'amplitude efficace du champ électrique résultant.

Les modèles d'affaiblissement linéique pour la pluie et les gaz n'étant valables qu'au-dessus de 1 GHz, les pertes correspondantes seront considérées comme nulles pour toute fréquence inférieure, d'autant plus qu'elles sont théoriquement très faibles.

Ces résultats montrent que l'effet de la diffraction par la surface de la Terre est le phénomène intervenant au premier rang à longue distance. Ainsi, les configurations 2 et 3 arborent un affaiblissement total de propagation plus important que la configuration 1. De ce fait, une liaison dimensionnée pour la configuration 2 pourra fonctionner à plus longue distance si la hauteur de l'antenne est augmentée, et cela sans changer le type d'antennes et la puissance émise. À l'inverse, la configuration 3 semble la plus défavorable malgré une distance de liaison tangente bien plus faible. L'étude confirme par ailleurs le caractère fortement défavorable de l'atténuation par une pluie modérée.

---

<sup>13</sup>. L'atténuation par la pluie est obtenue en considérant que la pluie s'étend sur toute la liaison. Cela explique pourquoi elle est très importante à 12 GHz.

2.4. MISE EN ŒUVRE DES MODÈLES

Fréquence en MHz	Pertes Gaz en dB	Pertes Pluie en dB	Diffraction en dB	Champ Total en dB V/m
300	0	0	23,8	-99,2
600	0	0	20,1	-95,5
900	0	0	18,5	-93,9
1500	0,3	0,1	16,8	-92,6
3000	0,4	0,5	14,9	-91,2
6000	0,5	9,5	13,3	-98,7
12000	1,4	81,4	11,9	-170,1

Tableau 2.2 – Niveaux de champ électrique en limite de visibilité radio en configuration 1,  $h_A = h_B = 25$  m,  $D_{max} \simeq 41,2$  km (22,3 MN),  $P_e = 1$  W et  $G_A = 2,1$  dBi

Fréquence en MHz	Pertes Gaz en dB	Pertes Pluie en dB	Diffraction en dB	Champ Total en dB V/m
300	0	0	36,7	-108,2
600	0	0	33,9	-105,4
900	0	0	30,9	-102,4
1500	0,2	< 0,1	27,7	-99,4
3000	0,2	0,3	24,0	-96,0
6000	0,3	6,1	20,9	-98,8
12000	0,9	52,2	18,1	-142,7

Tableau 2.3 – Niveaux de champ électrique en limite de visibilité radio en configuration 2,  $h_A = 2$  m et  $h_B = 25$  m,  $D_{max} \simeq 26,4$  km (14,3 MN),  $P_e = 1$  W et  $G_A = 2,1$  dBi

Fréquence en MHz	Pertes Gaz en dB	Pertes Pluie en dB	Diffraction en dB	Champ Total en dB V/m
300	0	0	47,2	-111,6
600	0	0	45,6	-110,0
900	0	0	41,6	-106,0
1500	0,1	< 0,1	37,0	-101,5
3000	0,1	0,2	31,8	-96,5
6000	0,2	2,7	27,3	-94,6
12000	0,4	23,0	23,5	-111,3

Tableau 2.4 – Niveaux de champ électrique en limite de visibilité radio en configuration 3,  $h_A = h_B = 2$  m,  $D_{max} \simeq 11,7$  km (6,3 MN),  $P_e = 1$  W et  $G_A = 2,1$  dBi

### 2.4.3 Diversité de polarisation

La figure 2.9 est obtenue par le modèle à deux trajets, dans la configuration 2 (cf. section 2.4.2) et à une fréquence de 3 GHz. L'observation à courte distance montre que les évanouissements des polarisations linéaires verticale et horizontale sont en opposition. Cette diversité de polarisation peut être exploitée par un couple d'antennes utilisant ces deux polarisations ou simplement par des antennes à polarisation circulaire. Des simulations avec de telles antennes montrent en effet que les oscillations à courte distance (jusqu'à quelques centaines de mètres) disparaissent.

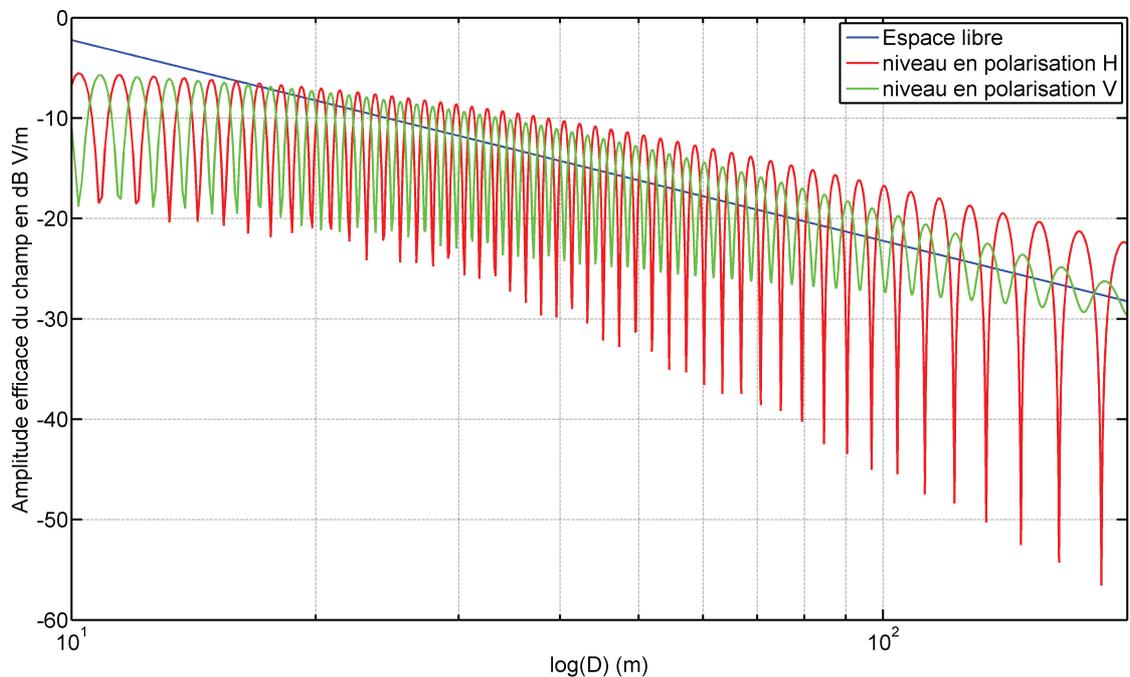


FIGURE 2.9 – Diversité de polarisation à courte distance, profil obtenu à 3 GHz dans la configuration 2 :  $h_A = 2$  m et  $h_B = 25$  m

L'intérêt est toutefois limité puisque cette diversité se limite aux courtes distances. De plus, il sera montré au cours du chapitre 3 que les évanouissements à longue portée sont plus profonds en polarisation circulaire qu'en polarisation verticale.

### 2.4.4 Diversité spatiale

L'exploitation de la diversité spatiale permet d'améliorer la fiabilité de la transmission en disposant de plusieurs antennes en réception. Il faut pour cela les placer à des endroits qui minimisent la corrélation des signaux reçus par chaque antenne, les différents signaux pouvant ensuite être sélectionnés ou combinés. Comme cela peut être observé sur la figure 2.10, qui est obtenue avec les mêmes paramètres

que précédemment, les plus profonds évanouissements sont espacés de plus de 700 mètres. Il n'est donc pas intéressant de placer plusieurs antennes horizontalement puisque le canal est caractérisé par une faible diversité spatiale horizontale.

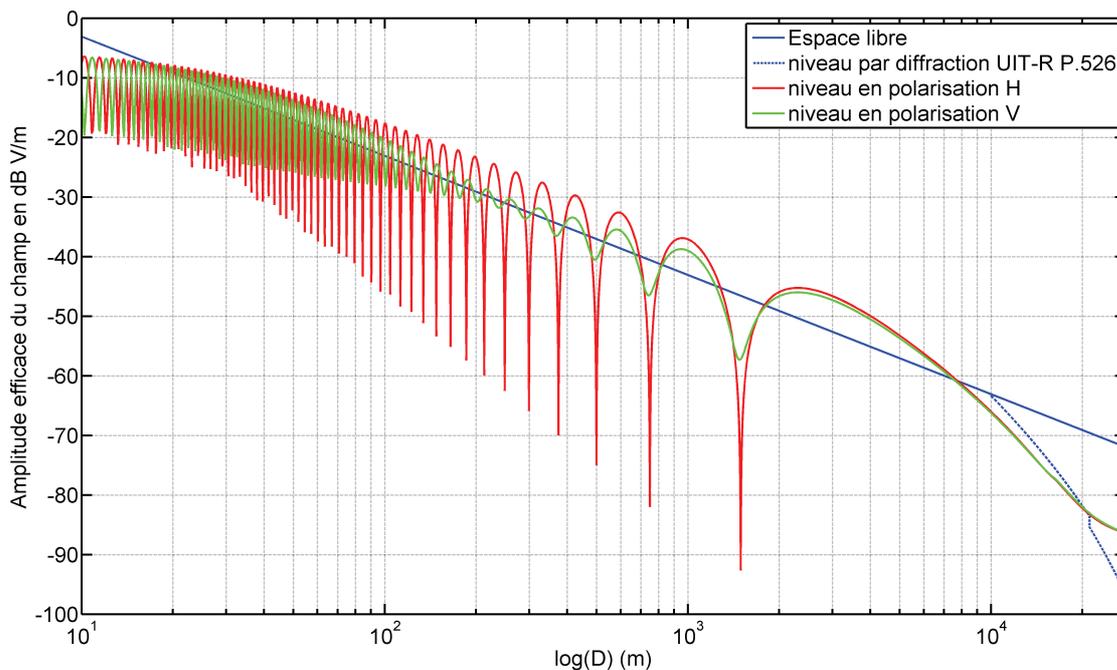


FIGURE 2.10 – Profil du canal à 3 GHz : faible diversité spatiale horizontale,  $h_A = 2$  m et  $h_B = 25$  m

Par contre, il suffit de placer verticalement une seconde antenne à quelques mètres de la première pour « sortir » d'un évanouissement comme le montre la figure 2.11, obtenue en faisant varier la hauteur de l'antenne de réception à 1500 mètres de portée. Le canal de propagation est donc marqué par une bonne diversité spatiale verticale.

Cette diversité dépend de la hauteur de l'antenne d'émission  $h_A$ , de la distance au sol considérée  $D$  et de la longueur d'onde  $\lambda$ . En effet, par une approximation sur Terre plate encore valable pour les évanouissements les plus profonds, une formulation simplifiée permet d'estimer en fonction de tous ces paramètres l'écart vertical entre deux extrema consécutifs<sup>14</sup> [33] :

$$\delta h = \frac{\lambda D}{4h_A} \quad (2.26)$$

À moins d'utiliser plus de deux antennes en réception, il n'est pas possible de combattre tous les évanouissements puisque l'écart vertical varie en fonction de la distance. Toutefois, en considérant que la polarisation verticale est utilisée

14. L'écart est ici donné entre un maximum et minimum consécutifs et inversement.

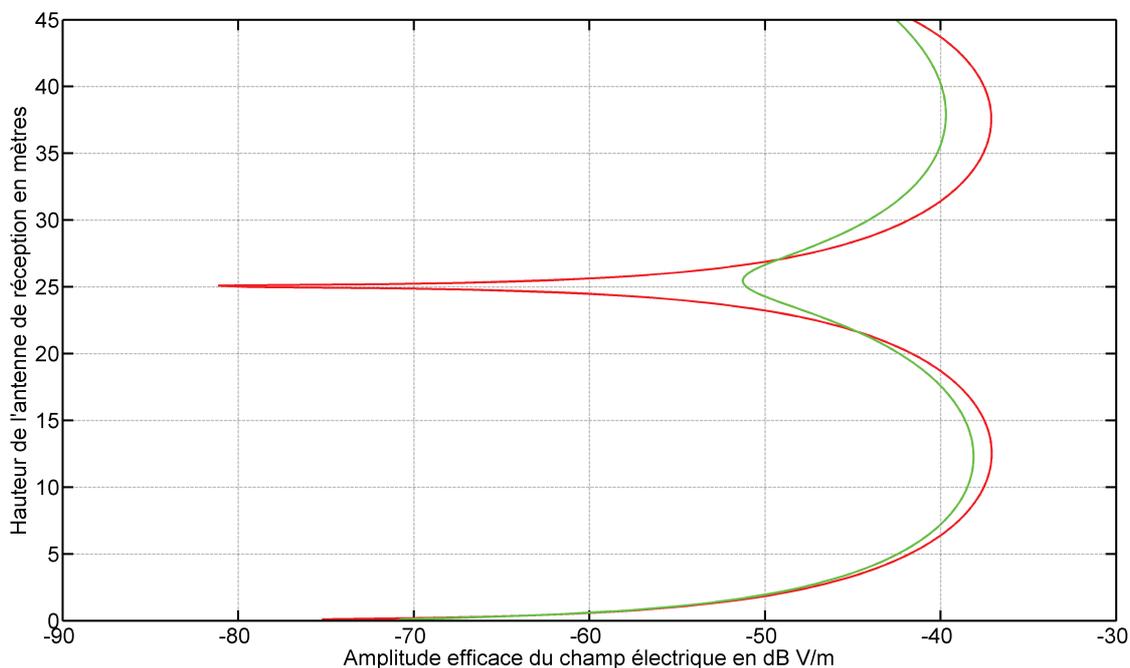


FIGURE 2.11 – Profil du canal à 3 GHz : variation de la hauteur en réception,  $D = 700$  m,  $h_A = 2$  m et  $h_B = 25$  m

et que la hauteur de l'antenne d'émission est très faible, seuls les deux derniers évanouissements sont problématiques. De plus, l'application de (2.26) à 3 GHz pour les deux derniers évanouissements (à 493 et 990 m) montre qu'il faut espacer les deux antennes de 6 mètres pour éliminer le premier et de 12 mètres pour éliminer le second évanouissement. En prenant la moyenne de ces deux valeurs, un écart de 9 mètres est obtenu. Ce faisant, la figure 2.12 est obtenue en plaçant une antenne à 25 mètres et une seconde à 16 mètres. La somme en phase (combinaison) et le maximum (sélection) des signaux montrent que les derniers évanouissements ont été éliminés.

Comme l'écart  $\delta h$  dépend également de la longueur d'onde, il sera d'autant plus difficile d'exploiter la diversité spatiale verticale à mesure que la fréquence diminue. Par ailleurs, les mâtures des bâtiments de surface étant déjà très chargées à cause du nombre important de services à entretenir (communications, radar et guerre électronique), il est difficile d'envisager un dédoublement du dispositif antennaire.

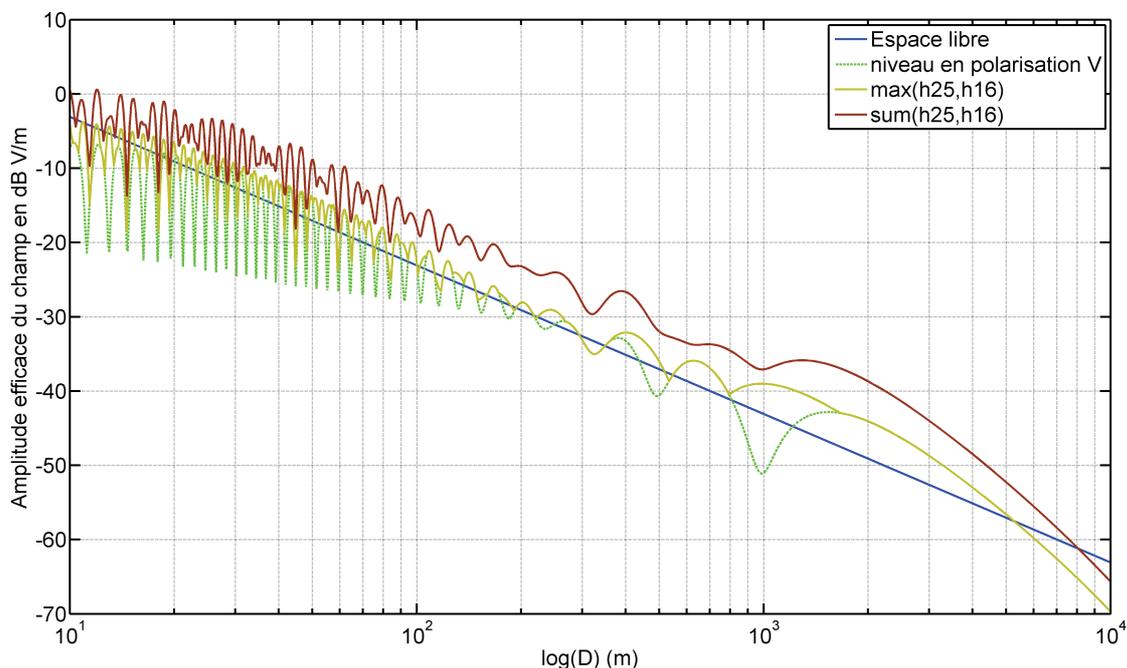


FIGURE 2.12 – Exploitation de la diversité spatiale verticale, sélection et combinaison de l’amplitude efficace à deux hauteurs,  $h_A = 2$  m,  $h_{B_1} = 25$  m et  $h_{B_2} = 16$  m

### 2.4.5 Diversité de fréquence et bande de cohérence

Comme les évanouissements se produisent lorsque la différence de marche entre les trajets est un multiple impair de  $\lambda/2$ , il est possible d’estimer l’écart fréquentiel entre les extrema du champ électrique. À partir d’une approximation sur Terre plate<sup>15</sup>, l’écart fréquentiel  $\delta f$  est déduit de l’expression de la différence de marche entre les trajets :

$$\delta f = \frac{Dc}{4h_A h_B} \quad (2.27)$$

Cette expression dépend de la vitesse de propagation des ondes  $c$ , de la hauteur des antennes et varie avec la distance. Comme pour la diversité spatiale verticale, il n’est pas possible d’annuler tous les évanouissements en utilisant seulement deux bandes suffisamment espacées. En reprenant la démarche de la section 2.4.4 pour éliminer les deux derniers évanouissements, un écart supérieur à 1 GHz est déterminé. Il est donc difficile d’exploiter la diversité de fréquence de manière analogue. Par contre, elle pourrait être utilisée avantageusement en conjonction avec la diversité d’espace pour minimiser l’écart en fréquence et l’écart en hauteur. La

15. Bien qu’elles soient encore valides dans la configuration présente, les relations obtenues par une approximation sur Terre plate peuvent être affinées en utilisant les formulations données par Boithias dans [33].

figure ?? est proposée pour illustrer deux solutions envisageables<sup>16</sup>. Bien que ce procédé offre plus de degrés de liberté quant à la conception de la liaison, il ajoute au problème de l'intégration celui de la ressource spectrale qui est rare.

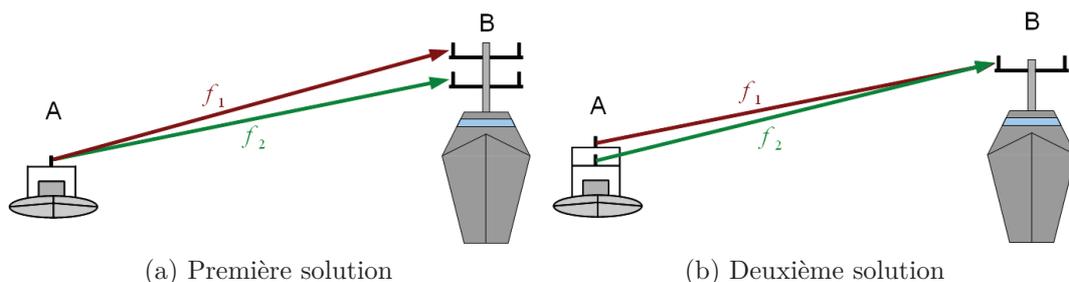


FIGURE 2.13 – Utilisation conjointe de la diversité de fréquence et d'espace

Cette relativement faible diversité de fréquence amène naturellement à constater que la bande de cohérence du canal  $B_c$  à -3 dB est très importante au delà de quelques centaines de mètres ( $> 100$  MHz dans la configuration 2). Ainsi, c'est toute la bande utile qui s'écroule lorsque se produit un évanouissement<sup>17</sup>.

### 2.4.6 Conclusions sur la mise en œuvre des modèles

La mise en œuvre des modèles déterministes (modèle à deux trajets, propagation par diffraction) a permis de révéler un certain nombre de caractéristiques du canal de propagation. Ainsi, la faible hauteur de l'antenne d'émission est le facteur le plus limitant quant à la portée maximale de la liaison. L'exploitation de la diversité introduite par le canal de propagation a également été mise en avant comme voie d'amélioration des systèmes de communications navals classiques. Par ailleurs, ces modèles n'intègrent pas le champ diffusé par la surface qui, comme le montre Beckmann et Spizzichino dans [47], diminue la distance et l'écart fréquentiel entre les extrema du champ reçu. La dégradation de l'état de mer s'accompagne donc d'une augmentation de la diversité du canal de propagation.

16. Ces solutions se distinguent par la position d'une antenne bi-bande ou large bande utilisée pour co-localiser l'émission des deux fréquences sur l'une ou l'autre des plateformes.

17. En considérant le cas général d'une liaison en bande étroite.

## 2.5 Conclusion du chapitre

Trois modèles déterministes décrivant le canal de propagation des ondes radio en milieu marin ont été étudiés. Le premier permet de tenir compte d'une réfraction atmosphérique moyenne par un calcul du rayon effectif terrestre. Les deux autres sont employés pour estimer l'amplitude efficace du champ électrique. Un modèle composé d'un trajet direct et d'un trajet réfléchi par la surface de la mer, valable à courte et moyenne distance, prédit l'existence d'évanouissements réguliers dus à la recombinaison des trajets. Un autre intègre la diffraction sphérique pour une estimation des niveaux de champ à longue distance. Leur mise en œuvre a montré qu'une liaison employant une fréquence supérieure à 300 MHz sera principalement limitée par la rotondité de la Terre. Ainsi, une augmentation de la hauteur des aériens est particulièrement avantageuse car elle a pour effet d'accroître la portée maximale sans changement de la puissance émise ou des antennes utilisées. Cette constatation ayant été faite sous l'hypothèse qu'une des antennes est peu élevée au-dessus de la surface, cette caractéristique particulièrement limitante s'accompagne d'autres effets qui ont également été évoqués. Ainsi, la liaison pourrait être affectée de masquages par les vagues intervenant par des états de mer importants.

Ces dégradations de l'état de mer montrent également qu'une modélisation déterministe n'est pas suffisante pour décrire complètement la propagation. En effet, la rugosité de la surface fait apparaître un champ diffusé qui s'ajoute au champ résultant du modèle à deux trajets et augmente la variabilité spatiale et fréquentielle du canal. Toutefois, la contribution aléatoire du champ diffus peut être atténuée par l'emploi d'antennes directives en azimut.

Enfin, l'attitude des plateformes doit également être prise en compte puisqu'elle est susceptible de générer des pertes par désadaptation de l'état de polarisation de l'antenne de réception à l'onde incidente ainsi que des pertes par dépointage. Cette évolution temporelle de la géométrie de la liaison nous amène également à nous interroger sur l'apparition de l'effet Doppler et donc sur la cohérence temporelle du canal. Les modèles présentés ici doivent donc évoluer en y intégrant les caractéristiques des antennes afin de déterminer la puissance reçue au cours du temps.

# Chapitre 3

## Modélisation du canal de transmission

PAR définition, le canal de transmission inclut le canal de propagation auquel les antennes sont intégrées. Une modélisation de la transmission permet donc, en premier lieu, d'estimer la puissance reçue par un bilan de liaison pour la comparer au seuil de sensibilité de la chaîne de réception. Cette démarche est donc reprise en entame de ce chapitre pour évaluer la puissance d'émission et le gain des antennes nécessaires à l'établissement d'une liaison en limite de liaison tangente. Mais, de part la nature particulière des plateformes, ce critère n'est pas suffisant pour décrire la qualité d'une liaison radio puisque des pertes par dépointage ou par désadaptation de la polarisation peuvent apparaître. Une modélisation du canal de transmission intégrant les mouvements de plateformes ainsi que les caractéristiques de rayonnement des antennes est donc proposée par la suite. La variabilité temporelle du canal et donc l'effet Doppler seront également déduits de cette modélisation.

### 3.1 Synthèse des paramètres de transmission

Une synthèse des paramètres de la liaison est proposée dans cette section pour évaluer les conditions d'établissement de la liaison en rapprochant les caractéristiques telles que la largeur de bande, le type de modulation ou le débit, de la fréquence porteuse, de la puissance émise ou du gain des antennes. Pour cela, il est nécessaire d'estimer la puissance du bruit capté par l'antenne et généré au récepteur ainsi que la puissance reçue. La connaissance de ces deux grandeurs permet d'évaluer le Rapport Signal-sur-Bruit (RSB) qui sera comparé au seuil de sensibilité du récepteur.

### 3.1.1 Puissance reçue

La puissance captée par une surface élémentaire est égale au flux du vecteur de Poynting  $\vec{P}$  à travers cette surface. Ce vecteur, défini par l'équation 3.1, est orienté selon le sens de propagation de l'onde et dépend du champ électrique  $\vec{E}$  et du champ magnétique  $\vec{H}$ . En champ lointain et dans l'atmosphère, assimilée à un milieu homogène et isotrope, les vecteurs champ électrique et champ magnétique sont orthogonaux à la direction de propagation et leurs amplitudes efficaces (respectivement en V/m et en A/m) sont reliées par la relation 3.2 [35] pour laquelle  $Z_0$  représente l'impédance (en  $\Omega$ ) du vide. La puissance surfacique (en W/m<sup>2</sup>) est alors obtenue par l'équation 3.3.

$$\vec{P} = \vec{E} \wedge \vec{H} \quad (3.1)$$

$$\frac{E}{H} = Z_0 = 120\pi \quad (3.2)$$

$$S = \frac{E^2}{120\pi} \quad (3.3)$$

Ensuite, la puissance reçue (en W) est le produit de la puissance surfacique par l'aire équivalente  $A_r$  (en m<sup>2</sup>) de l'antenne de réception pour une direction donnée (équation 3.4). Cette aire est liée au gain de l'antenne de réception  $G_B$  et à la longueur d'onde  $\lambda$  par la relation 3.5.

$$P_r = \frac{A_r E^2}{120\pi} \quad (3.4)$$

$$A_r = \frac{G_B \lambda^2}{4\pi} \quad (3.5)$$

En espace libre, l'amplitude efficace du champ est donnée par l'équation 2.7 et l'équation 3.4 devient alors l'équation des télécommunications ou équation de Friis<sup>1</sup>. Soit :

$$P_r = P_e G_A G_B \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (3.6)$$

Le facteur  $(\lambda/4\pi r)^2$ , correspondant à l'affaiblissement total de transmission en espace libre, fait apparaître une dépendance de la puissance reçue à la longueur d'onde, ce qui n'est pas le cas pour l'amplitude du champ électrique. D'une manière générale, cette caractéristique due à l'expression de l'aire équivalente de l'antenne de réception explique pourquoi l'affaiblissement de transmission augmente avec la fréquence.

Le modèle à deux trajets et le modèle de propagation par diffraction peuvent être repris en considérant qu'un dipôle est utilisé en réception. La puissance reçue pour les trois configurations envisagées dans le chapitre précédent est alors obtenue

1. À ne pas confondre avec la formule de Friis qui sera évoquée par la suite.

en utilisant les valeurs des tableaux 2.2 à 2.4 et la relation 3.4. Les résultats sont indiqués par le tableau 3.1.

Fréquence en MHz	Configuration 1 $h_A = h_B = 25 \text{ m}$ $D_{max} \simeq 41,2 \text{ km}$	Configuration 2 $h_A = 2 \text{ m et } h_B = 25 \text{ m}$ $D_{max} \simeq 26,4 \text{ km}$	Configuration 3 $h_A = h_B = 2 \text{ m}$ $D_{max} \simeq 11,7 \text{ km}$
300	-103,8	-112,8	-116,2
600	-106,1	-116,0	-120,6
900	-108,1	-116,6	-120,2
1500	-111,2	-118,0	-120,1
3000	-115,8	-120,6	-121,1
6000	-129,3	-129,4	-125,2
12000	-206,8	-179,4	-148,0

Tableau 3.1 – Puissance reçue (en dBm) avec un dipôle en limite de liaison tangente,  $P_e = 1 \text{ W}$

Pour un gain  $G_B$  fixé, l'aire équivalente de l'antenne de réception diminue avec la longueur d'onde<sup>2</sup>. De ce fait, la puissance reçue diminue lorsque la fréquence augmente. Ce résultat semble donner l'avantage à une diminution de la fréquence porteuse pour améliorer le bilan de liaison. Toutefois, il ne tient pas compte de l'augmentation de la taille des antennes qui accompagne la diminution de la fréquence. De plus, ces données de puissances reçues ne donnent aucune information sur les conditions d'établissement d'une liaison.

### 3.1.2 Puissance du bruit

Le bruit désigne l'ensemble de ce qui peut être capté (sources externes) ou généré (source interne) par la chaîne de réception et qui n'est pas désirable. L'estimation de la puissance du bruit mesurée en réception est un paramètre nécessaire au calcul du seuil de sensibilité du récepteur, en complément du RSB utile. En pleine mer et pour les fréquences considérées, ce bruit est essentiellement d'origine thermique [58][33]. En outre, la plateforme de réception est un navire qui héberge d'autres sources de rayonnement pouvant générer des perturbations *co-site*. Lorsque ces sources ont une fréquence proche voire identique à celle utilisée par la liaison, ces perturbations *co-site* engendrent un phénomène de brouillage qui peut saturer la chaîne de réception. Le choix de la fréquence porteuse doit donc tenir compte de la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) des différents équipements entre eux.

---

<sup>2</sup>. Il en va de même pour les dimensions géométriques entre lesquelles il existe une certaine proportionnalité.

### 3.1. SYNTHÈSE DES PARAMÈTRES DE TRANSMISSION

Le niveau de bruit externe est généré par des perturbations électromagnétiques extérieures ramenées à une température de bruit d'antenne  $T_A$ . Dans l'hypothèse où la fréquence porteuse aurait été bien choisie et qu'aucune source artificielle de perturbations n'affecterait la réception, la température d'antenne serait calculée à partir des températures de bruit des éléments naturels vus par celle-ci (mer, ciel, soleil, . . .), sous-tendues par l'angle solide et pondérées par le gain de l'antenne dans la direction visée. D'autre part, les différents composants du récepteur génèrent un bruit thermique quantifié par un facteur de bruit  $F_r$  ramené à l'entrée du récepteur. Le facteur de bruit du système antenne+récepteur  $F_s$  est alors obtenu par l'équation 3.7 [43].

$$F_s = \frac{T_A}{T_0} + (L_t - 1) \frac{T_t}{T_0} + L_t (F_r - 1) \quad (3.7)$$

Dans cette expression,

- $T_0$  est la température de référence (290 K),
- $T_t$  est la température de la ligne de transmission,
- $L_t$  représente les pertes de la ligne de transmission,  $\geq 1$ .

Ainsi, la puissance totale du bruit est telle que :

$$N = F_s k_b T_0 B \quad (3.8)$$

La puissance du bruit dépend également de la bande passante de la liaison  $B$  (en Hz) et de la constante de Boltzmann  $k_b \simeq 1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K. L'antenne étant principalement dirigée vers la surface de la mer, une première hypothèse simplificatrice consiste à supposer que les différentes températures sont égales à  $T_0$ . Ainsi :

$$N = L_t F_r k_b T_0 B \quad (3.9)$$

Cette expression montre que les câbles en réception dégradent le RSB. Toutefois, sous l'hypothèse que toutes les températures sont égales à  $T_0$ , leurs pertes peuvent être omises dans le calcul de  $N$  si elles sont prises en compte dans le calcul du bilan de liaison. Ainsi, l'expression de  $N$  devient :

$$N = F_r k_b T_0 B \quad (3.10)$$

Pour illustrer ce résultat, quelques puissances de bruit calculées pour différentes largeurs de bandes sont indiquées par le tableau 3.2. Elles sont obtenues avec un facteur de bruit de 6 dB, ce qui représente une qualité standard pour un récepteur.

<b><math>B</math> en MHz</b>	1	3	5	7	10	20
<b><math>P_{tot}</math> en dBm</b>	-108,0	-103,2	-101,0	-99,5	-98,0	-95,0

Tableau 3.2 – Puissance du bruit en fonction de la largeur de bande

Comme la minimisation des pertes dues à la ligne de transmission, la réduction du facteur de bruit du récepteur permet d'améliorer le RSB et offre donc la possibilité d'augmenter le débit ou la portée de la liaison. En outre, la diminution de ce facteur peut représenter un coût important. L'application de la formule de Friis pour la composition des facteurs de bruit des différents éléments d'une chaîne de réception permet d'illustrer cela. Si l'élément 1 désigne le premier élément d'entrée de la chaîne et  $F_n, G_n$  désignent respectivement le facteur de bruit et le gain associés à l'élément  $n$ , le facteur de bruit du récepteur est tel que :

$$F_r = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (3.11)$$

Ainsi, placer un amplificateur faible bruit (*Low Noise Amplifier* – LNA) en tête de chaîne (et même au plus près de l'antenne) permet de masquer le bruit des autres éléments. Son effet est d'autant plus bénéfique que son gain est fort et son facteur de bruit est faible (facteur de mérite le plus grand).

### 3.1.3 Modulations, débit et RSB utile

Le RSB utile définit le gain à apporter au niveau du bruit pour atteindre les performances attendues. Il est en premier lieu déterminé par le TEB pour une modulation choisie soumise à un bruit. Le bruit calculé précédemment étant d'origine thermique, il sera supposé additif, blanc et gaussien. D'autre part, il sera considéré par la suite que le RSB est toujours suffisamment important pour qu'une erreur symbole consiste en une confusion avec un symbole voisin dans la constellation. Avec une cartographie des bits suivant un code de Gray, une erreur symbole engendre donc une seule erreur binaire. En présence d'un tel bruit, la robustesse d'une modulation est limitée par la distance minimale entre les symboles de la constellation. Ainsi, l'augmentation de l'ordre (ou du nombre d'états) diminue cette distance pour un même RSB. La probabilité d'erreur<sup>3</sup> sera donc d'autant plus importante. En outre, l'utilisation d'une modulation à  $M$  états permet de transmettre  $\log_2(M)$  bits par symbole, ce qui augmente le débit à bande passante  $B$  constante. Enfin, la distance entre les éléments d'une constellation diminue également lorsque le rapport d'énergie par bit sur bruit  $\epsilon_b/N_0$  diminue.

Dans la suite de ce chapitre, les performances des modulations seront données en supposant une démodulation cohérente.

#### Relation entre $\epsilon_b/N_0$ et RSB

Si  $N$  correspond à la puissance du bruit calculée dans la section précédente,  $N_0$  désigne la densité spectrale de puissance du bruit. Soit :

$$N = N_0 B \quad (3.12)$$

---

3. Le taux d'erreur binaire correspond au résultat d'une expérience (statistique) et doit tendre vers la probabilité d'erreur binaire.

Comme  $P_r$  correspond à la puissance du signal reçu, cette grandeur peut être vue comme l'énergie moyenne par unité de seconde. Ainsi,  $\epsilon_b$  représentant l'énergie par bit, la connaissance du débit binaire  $d$  (en bits/s) permet d'estimer  $\epsilon_b$  en fonction de  $P_r$ . Soit :

$$P_r = d\epsilon_b \quad (3.13)$$

En conséquence, la relation entre RSB et  $\epsilon_b/N_0$  est telle que :

$$\left(\frac{P_r}{N}\right)_{dB} = \left(\frac{\epsilon_b}{N_0}\right)_{dB} + 10 \log_{10} \left(\frac{d}{B}\right) \quad (3.14)$$

### Probabilité d'erreur des modulations par déplacement de phase

La modulation de phase à 2 états ou BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*) est la forme la plus simple de modulation numérique. Les symboles sont deux états de phase séparés de  $180^\circ$ . Sa probabilité d'erreur binaire est donnée par la relation suivante [27] :

$$\text{Pr}_{eb} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{\epsilon_b}{N_0}} \right) \quad (3.15)$$

Dans laquelle  $\text{erfc}(\cdot)$  désigne la fonction d'erreur complémentaire telle que :

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-t^2} dt \quad (3.16)$$

La modulation de phase à 4 états ou QPSK (*Quaternary Phase-Shift Keying*) pouvant être vue comme une composée de 2 BPSK, elle obéit à la même relation que la BPSK. Toutefois, si un même  $\epsilon_b/N_0$  est obtenu pour un TEB visé, un RSB supérieur est nécessaire puisque l'énergie par bit est deux fois plus faible qu'avec la BPSK (puisque deux bits sont transmis par symboles). Enfin, pour les modulations d'ordre  $M > 4$ , la relation approchée suivante est obtenue :

$$\text{Pr}_{eb} = \frac{1}{\log_2 M} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{\epsilon_b \log_2 M}{N_0}} \sin \left( \frac{\pi}{M} \right) \right) \quad (3.17)$$

### Probabilité d'erreur des modulations d'amplitude en quadrature

Les modulations d'amplitudes en quadrature ou QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) sont plus robustes au bruit additif que les M-PSK avec  $M > 4$  grâce à une meilleure répartition des symboles de la constellation. Leur probabilité d'erreur binaire étant plus difficile à estimer, des formules extraites de [59] sont simplement rappelées pour la 16-QAM et la 64-QAM qui sont les plus utilisées :

$$(\text{Pr}_{eb})_{16-QAM} = \frac{3}{8} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{2\epsilon_b}{5N_0}} \right) + \frac{1}{4} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{18\epsilon_b}{5N_0}} \right) - \frac{1}{8} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{10\epsilon_b}{N_0}} \right) \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned}
 (\text{Pr}_{eb})_{64\text{-QAM}} = & \frac{7}{24} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{\epsilon_b}{7N_0}} \right) + \frac{1}{4} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{9\epsilon_b}{7N_0}} \right) - \frac{1}{24} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{25\epsilon_b}{7N_0}} \right) \\
 & + \frac{1}{24} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{81\epsilon_b}{7N_0}} \right) - \frac{1}{24} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{169\epsilon_b}{7N_0}} \right)
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

### Estimation du débit brut

Le canal de transmission possédant une grande bande de cohérence, le cas des liaisons OFDM sera traité indistinctement de celui des liaisons mono-porteuse. La bande passante  $B$  étant fixée, l'estimation du débit de symboles ou rapidité de modulation  $R$  (en Bauds) se fait par la relation :

$$R = \frac{B}{1 + \alpha} \tag{3.20}$$

Le terme  $\alpha$  correspond au facteur de retombé du filtre d'émission (filtre en cosinus surélevé),  $\alpha = 0,35$  correspondant à une valeur standard. Le débit binaire  $d$  est ensuite obtenu par le produit de  $R$  par le nombre de bits par symbole  $\log_2 M$ , soit :

$$d = \frac{B \log_2 M}{1 + \alpha} \tag{3.21}$$

L'introduction du facteur de retombé dans le calcul du débit en fonction de la modulation et de la bande passante se rapportera, de fait, à la prise en compte de l'extinction des sous-porteuses périphériques dans le cas d'une liaison OFDM. Quelques débits bruts obtenus en utilisant la relation 3.21 sont donnés dans le tableau 3.3. L'efficacité spectrale (en bits/Hz/s) peut être améliorée en diminuant

$B$ en MHz	1	3	5	7	10	20
<b>BPSK</b>	0,7	2,2	3,7	5,2	7,4	14,8
<b>QPSK</b>	1,5	4,4	7,4	10,4	14,8	29,6
<b>8-PSK</b>	2,2	6,7	11,1	15,6	22,2	44,4
<b>16-QAM</b>	3,0	8,9	14,8	20,7	29,6	59,3
<b>64-QAM</b>	4,4	13,3	22,2	31,1	44,4	88,9

Tableau 3.3 – Calculs de débits bruts en Mbits/s pour  $\alpha = 0,35$

$\alpha$ . Toutefois, cela accroît la sensibilité du système aux erreurs de synchronisation et diminue l'efficacité énergétique [60] en augmentant le facteur de crête (cf. section 1.4.3). Enfin, il est intéressant de noter que ces estimations de débit sont très proches des performances simulées pour la Télévision Numérique Terrestre (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial* – DVB-T) qui emploie des canaux de 8 MHz avec une modulation OFDM à 6817 sous-porteuses [61]. En effet, en tenant compte d'un rendement de code correcteur de 1/2, d'un intervalle de garde égal à 1/4 du temps symbole OFDM et d'une modulation QPSK pour chaque sous-porteuse, un débit de 4,44 Mbits/s est déterminé avec le raisonnement présenté dans cette section contre 4,98 Mbits/s en simulation.

### Cas de la modulation GMSK

Implémentée dans la norme de téléphonie mobile de seconde génération GSM (*Global System for Mobile communications*), la modulation GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*) présente l'avantage d'être efficace d'un point de vue énergétique puisqu'elle fait partie des modulations à enveloppe constante. Elle est ainsi particulièrement indiquée dans des situations où l'efficacité énergétique est plus importante que l'efficacité spectrale. Cette modulation est donc abordée ici pour comparer ses performances aux modulations précédentes.

La GMSK est une modulation MSK (*Minimum Shift Keying*) passant par un filtre gaussien pour minimiser le niveau des lobes secondaires et réduire l'occupation spectrale hors bande. La MSK dérive elle-même des modulations CPFSK (*Continuous Phase-Frequency Shift Keying*) et s'apparente donc à une modulation de fréquence. La GMSK est caractérisée par le produit de la bande passante à -3dB du filtre gaussien par la durée d'un symbole  $B_g T_s$ . Un produit  $B_g T_s = 0,3$  représente un standard – spécifié dans la norme GSM – car il offre un bon compromis entre efficacité spectrale, robustesse et complexité de la démodulation [62]. Dans ces conditions, une bonne réjection avec les canaux adjacents est obtenue en prenant  $T_b = 1,5/B^4$  comme le montrent Murota et Kenkichi dans [63]. Quelques valeurs théoriques de débits bruts sont données à titre de comparaison avec la BPSK dans le tableau 3.4.

$B$ en MHz	1	3	5	7	10	20
<b>BPSK</b>	0,7	2,2	3,7	5,2	7,4	14,8
<b>GMSK</b>	0,7	2,0	3,3	4,7	6,7	13,3

Tableau 3.4 – Comparaison des débits bruts en Mbits/s de la BPSK et de la GMSK

Cette modulation présente donc des débits similaires à la BPSK. Par ailleurs, Pirot-Leroux montre dans ses travaux de thèse [64] que les performances en présence de bruit blanc gaussien sont très proches de celles d'une modulation BPSK pour un produit  $B_g T_s = 0,3$ .

#### 3.1.4 Estimation du seuil de sensibilité du récepteur

Le seuil de sensibilité du récepteur fournit un moyen de comparaison de la puissance reçue par rapport à une qualité de service visée. Son calcul fait intervenir les propriétés du récepteur, le niveau et la nature du bruit et le TEB admissible en entrée. Or, certaines données ne sont disponibles qu'après spécification, simulation et mesure d'un système complet puisque les performances en égalisation ou en correction d'erreurs sont difficiles à évaluer. Une estimation de ce seuil peut

4. Pour cette modulation, un seul bit est transmis par symbole donc  $T_b = T_s$ .

toutefois être donnée pour établir une comparaison des différentes combinaisons de paramètres. Les quelques résultats consignés ici fournissent donc un ordre de grandeur des puissances à fournir pour entretenir de telles liaisons sur de longues distances, par une confrontation de cette estimation aux résultats de simulation du canal de transmission.

Dans le chapitre 1, des TEB de  $10^{-3}$  et  $10^{-4}$  ont été envisagés pour une première liaison visant 1 Mbits/s et une deuxième avec un débit supérieur à 10 Mbits/s. Ces débits n'incluant pas le codage de canal, d'éventuels préambules ou porteuses pilotes, seules seront retenues les configurations permettant l'application d'un codage de canal de rendement 1/2. Les tableaux 3.5 et 3.6 donnent les combinaisons largeurs de bande/modulation retenues pour approcher ces spécifications.

Combinaisons retenues	Débit brut en MBits/s	RSB utile en dB TEB = $10^{-3}$	RSB utile en dB TEB = $10^{-4}$
BPSK / 3 MHz	2,2	5,5	7,1
QPSK / 2 MHz	3,0	8,5	10,1
8-PSK / 1 MHz	2,2	13,5	15,2
16-QAM / 1 MHz	3,0	15,2	16,9

Tableau 3.5 – Combinaisons retenues pour la liaison 1

Combinaisons retenues	Débit brut en MBits/s	RSB utile en dB TEB = $10^{-3}$	RSB utile en dB TEB = $10^{-4}$
QPSK / 14 MHz	20,7	8,5	10,1
8-PSK / 10 MHz	22,2	13,5	15,2
16-QAM / 7 MHz	20,7	11,3	16,6
64-QAM / 5 MHz	22,2	21,2	23,0

Tableau 3.6 – Combinaisons retenues pour la liaison 2

Les puissances du bruit correspondant aux largeurs de bande sont ensuite calculées en utilisant les paramètres énoncés dans la section 3.1.2. Les seuils de sensibilité des différentes combinaisons (tableaux 3.7 et 3.8) sont alors obtenus en ajoutant (en dB) les RSB utiles aux puissances du bruit.

Ces résultats classiques montrent qu'il est plus avantageux d'augmenter la largeur de bande (si c'est possible) que d'augmenter le nombre d'état de la modulation, et cela malgré un relèvement du niveau de bruit. Toutefois, la largeur de bande est souvent définie par le masque d'émission imparti car le spectre radio est une ressource rare. Une fois la bande disponible connue, il est nécessaire d'estimer le type de modulation qui fournit le débit le plus proche des spécifications pour minimiser le RSB requis et accroître la sensibilité du récepteur.

### 3.1. SYNTHÈSE DES PARAMÈTRES DE TRANSMISSION

Combinaisons retenues	Puissance du bruit en dBm	Sensibilité en dBm TEB = $10^{-3}$	Sensibilité en dBm TEB = $10^{-4}$
BPSK / 3 MHz	-103,2	-97,7	-96,1
QPSK / 2 MHz	-105,0	-96,5	-94,9
8-PSK / 1 MHz	-108,0	-94,5	-92,8
16-QAM / 1 MHz	-108,0	-92,7	-91,1

Tableau 3.7 – Seuils de sensibilité des combinaisons retenues pour la liaison 1

Combinaisons retenues	Puissance du bruit en dBm	Sensibilité en dBm TEB = $10^{-3}$	Sensibilité en dBm TEB = $10^{-4}$
QPSK / 14 MHz	-96,5	-88,0	-86,4
8-PSK / 10 MHz	-98,0	-84,5	-82,8
16-QAM / 7 MHz	-99,5	-84,3	-82,6
64-QAM / 5 MHz	-101,0	-79,7	-78,0

Tableau 3.8 – Seuils de sensibilité des combinaisons retenues pour la liaison 2

La comparaison de ces résultats avec les puissances reçues calculées précédemment (tableau 3.1) avec des dipôles et une puissance d'émission de 1 Watt (30 dBm) montrent qu'aucune de ces combinaisons n'est réalisable en l'état.

#### 3.1.5 Conclusions sur la synthèse des paramètres de transmission

Le RSB requis pour atteindre les débits des liaisons 1 et 2 avec des TEB de  $10^{-3}$  et  $10^{-4}$  a été comparé au niveau d'un bruit d'origine thermique pour estimer le seuil de sensibilité du récepteur. Les données montrent qu'il n'est pas possible d'entretenir une liaison à haut débit jusqu'en limite de liaison tangente sans augmenter substantiellement le gain des antennes, la puissance d'émission ou, dans une moindre mesure, la qualité du récepteur.

La configuration 3 ( $h_A = h_B = 2$  m) étant la plus restrictive du fait de la diffraction par la surface, elle peut servir de base pour l'estimation des gains à apporter au système. La puissance reçue de référence est alors supérieure à -121 dBm pour toute fréquence inférieure à 3 GHz. En admettant que la puissance d'émission puisse être augmentée jusqu'à 20 Watts (43 dBm) pour chacune des liaisons envisagées, la liaison 1 pourrait être réalisable avec des antennes aux gains compris entre 7 et 10 dBi en fonction de la combinaison largeur de bande / modulation. Sous les mêmes hypothèses, la liaison 2 serait réalisable avec des antennes dont les gains sont compris entre 12 et 17 dBi.

Les pertes par dépointage des antennes inhérentes à l'utilisation d'antennes

directives sur des plateformes mobiles doivent donc être évaluées en fonction de l'état de mer pour affiner les spécifications de ces liaisons.

## 3.2 Développement d'un modèle de canal incluant antennes et mouvements de plateforme

Un modèle de canal de transmission incluant les données de rayonnement des antennes ainsi que l'attitude des plateformes a été développé pour suivre l'évolution temporelle de l'état de la liaison. L'objectif était de disposer d'un outil permettant d'affiner les spécifications d'une liaison à haut débit et plus particulièrement celles d'antennes directives. Après un rappel des effets des mouvements des plateformes, la construction d'un modèle géométrique apte à l'évaluation de ces effets est décrite.

### 3.2.1 Effets des mouvements de plateforme

Le mouvement des plateformes affecte en premier lieu la position et la hauteur instantanées des antennes. Ces variations engendrent une évolution du niveau de champ et de la puissance reçue au cours du temps. En effet, lorsque l'antenne d'émission est inclinée par le roulis ou le tangage, la polarisation de l'onde émise n'est plus purement verticale ou horizontale par rapport au plan d'incidence. De même, l'état de polarisation de l'antenne de réception peut différer de la polarisation incidente. Tous ces effets engendrent une variation de l'énergie réfléchie par la surface et des pertes par désadaptation des états de polarisation. Enfin, ces mouvements peuvent être la cause de pertes par dépointage des antennes lorsque celles-ci sont directives.

### 3.2.2 Modélisation géométrique et intégration des mouvements

Jusqu'à présent, les antennes sont assimilées à des points contenus dans le plan d'incidence. Ce dernier est le plan contenant le point  $A$  (l'antenne d'émission), le point  $B$  (l'antenne de réception) et le point  $P$  (le point de réflexion à la surface de la mer). Pour faire évoluer cette modélisation 2D, les données de position des antennes sont déterminées par un modèle 3D pour alimenter la représentation utilisée jusqu'à présent.

#### Situation géométrique

La situation géométrique de la figure 3.1 est pour cela considérée. La position du centre de gravité des plateformes, assimilé ici au centre de flottaison, est identifiée dans un repère sphérique dont l'origine est le centre de la Terre. Pour simplifier le modèle, la plateforme de réception est située au pôle. Sa position géographique ne sera pas modifiée.

### 3.2. DÉVELOPPEMENT D'UN MODÈLE DE CANAL INCLUANT ANTENNES ET MOUVEMENTS DE PLATEFORME

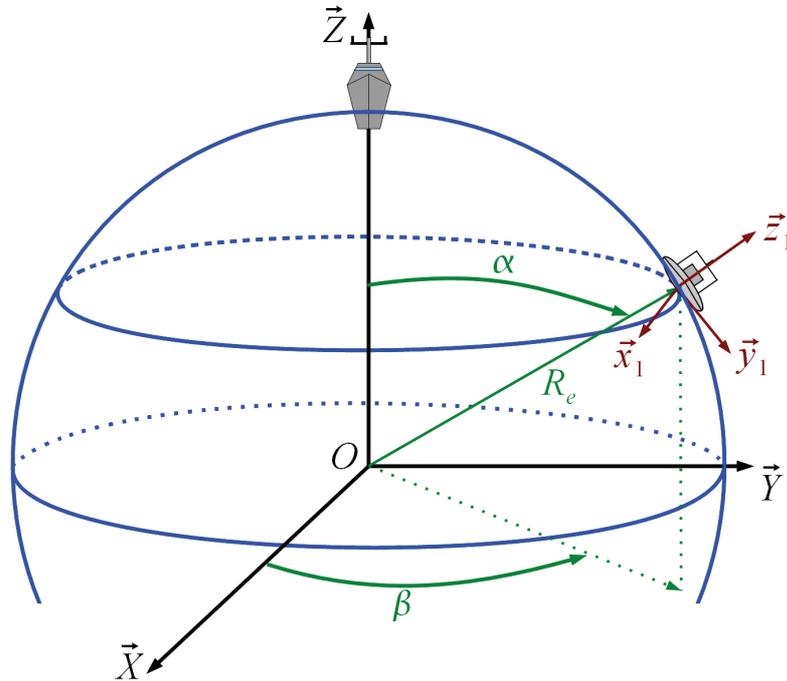


FIGURE 3.1 – Situation géométrique du modèle 3D

L'angle  $\alpha$  est sous-tendu par la distance entre les plateformes et l'angle  $\beta$  permet d'identifier leur position relative. Les points  $O_A$  et  $O_B$ <sup>5</sup> sont les centres de gravité des plateformes d'émission et de réception. Un repère attaché à chaque plateforme,  $(O_A, \vec{x}_1, \vec{y}_1, \vec{z}_1)$  pour l'émission et  $(O_B, \vec{x}_2, \vec{y}_2, \vec{z}_2)$  pour la réception, est ensuite défini pour positionner les antennes et y décrire les mouvements. Pour chacune des plateformes,  $\vec{x}$  est confondu avec la ligne de foi<sup>6</sup>,  $\vec{y}$  pointe sur bâbord et  $\vec{z}$  est orienté vers le haut. La figure 3.2 montre la plateforme d'émission et le repère local qui lui est attaché.

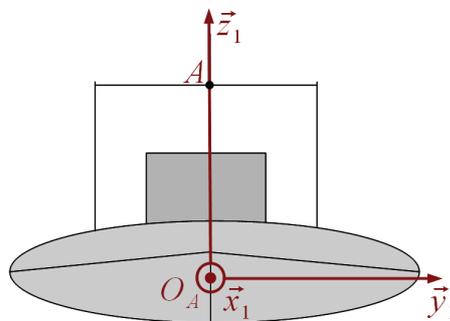


FIGURE 3.2 – Repère local, attaché aux plateformes, représentation schématique de la plateforme d'émission vue de face

5. Ils ne sont pas représentés sur la figure 3.1 pour ne pas la surcharger.

6. Ligne fictive qui partage un navire en deux dans le sens de la longueur.

L'attitude des plateformes est décrite par trois mouvements de translation et trois mouvements de rotation selon ces trois axes. Les translations sont :

- Le cavalement : translation selon  $\vec{x}$ ,
- L'embarquée : translation selon  $\vec{y}$ ,
- Le pilonnement : translation selon  $\vec{z}$ .

Parmi ces translations, seul le pilonnement sera intégré puisqu'il cause une variation de la hauteur des plateformes et donc des hauteurs d'antennes. Les rotations sont :

- Le roulis : rotation selon  $\vec{x}$ ,
- Le tangage : rotation selon  $\vec{y}$ ,
- Le lacet : rotation selon  $\vec{z}$ .

Les deux premières rotations ayant un impact significatif sur l'orientation des antennes, elles seront également intégrées.

### Définition des mouvements

Le pilonnement a pour effet de modifier la distance des centres de gravité au centre de la Terre autour de la valeur  $R_e$  correspondant au rayon moyen effectif terrestre. Ce mouvement est caractérisé par son amplitude et sa période, reliées dans ce modèle par une fonction cosinus, telle que :

$$p(t) = A_p \cos\left(2\pi \frac{t}{T_p}\right) \quad (3.22)$$

Les angles de rotation  $\varrho$  (roulis) et  $\tau$  (tangage) sont décrits par une fonction sinus. Soit :

$$\varrho(t) = A_\varrho \sin\left(2\pi \frac{t}{T_\varrho}\right) \quad (3.23)$$

$$\tau(t) = A_\tau \sin\left(2\pi \frac{t}{T_\tau}\right) \quad (3.24)$$

L'utilisation d'une fonction cosinus pour le pilonnement et de fonctions sinus pour le couple roulis/tangage permet de déphaser ces mouvements. En effet, la déviation angulaire est théoriquement nulle lorsque, sur une crête de vague, le pilonnement est maximal. Ce modèle d'attitude peut être amélioré par la suite en intégrant des enregistrements issus de sorties en mer. Enfin, une rotation d'angle  $\gamma$  autour de  $\vec{z}$  peut être ajoutée pour modifier l'orientation relative – le cap – des plateformes.

### 3.2.3 Intégration des antennes

Le repère global permet de situer les plateformes et le repère local permet d'introduire leur attitude. Les centres  $A$  et  $B$  des antennes, représentés par leur centre de mesure ou de simulation, sont à leur tour localisés dans leur repère local respectif. Un repère attaché aux antennes peut alors être introduit pour matérialiser les données de rayonnement.

### 3.2. DÉVELOPPEMENT D'UN MODÈLE DE CANAL INCLUANT ANTENNES ET MOUVEMENTS DE PLATEFORME

---

#### Repère attaché aux antennes

Un repère attaché aux antennes est défini afin d'introduire les paramètres liés à leur diagramme de rayonnement et à leur polarisation. Pour une direction de rayonnement considérée, le modèle doit ainsi évaluer le couple d'angles  $(\chi, \psi)$  comme le montre la figure 3.3. Les composantes complexes du rayonnement selon  $\vec{u}_\chi$  et  $\vec{u}_\psi$  dans la direction du rayonnement sont déterminées à partir d'une base de données issues de mesures ou de simulations. Le repère doit alors être identique à celui qui a été défini pour l'acquisition des données. Le produit de ces composantes entre l'émission et la réception permet de prendre en compte les pertes par désadaptation de la polarisation incidente à l'état de polarisation de l'antenne de réception et les pertes par dépointage d'antenne. Selon la représentation adoptée,  $\chi$  et  $\psi$  correspondent respectivement aux angles d'élévation (ou de site) et d'azimut. Les axes du rayonnement peuvent être orientés dans le repère local – pour pointer les antennes – par l'application de matrices de rotation (cf. Annexe C.1).

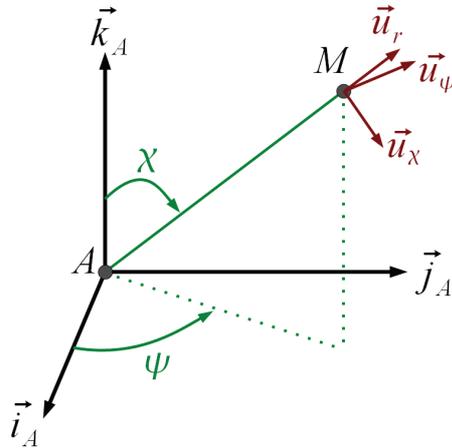


FIGURE 3.3 – Repère attaché aux antennes et composantes du champ

Pour une distance entre les plateformes supérieure à quelques centaines de mètres, la différence de pointage entre le trajet direct et le trajet réfléchi par la surface de la mer est très faible. Ainsi, les composantes du rayonnement pour les deux trajets seront pratiquement identiques si les antennes sont peu directives. Les paramètres calculés pour le trajet direct pourraient ainsi être appliqués au trajet réfléchi en première approximation. Dans le script décrit par ce document, les angles de pointage sont évalués pour chaque trajet. L'estimation préalable des coordonnées du point de réflexion  $P$  est donc nécessaire (cf. Annexes C.2 et C.3).

### Fonction de rayonnement

Une fonction de rayonnement associée aux antennes doit être déterminée. Cette fonction permet de relier le gain de l'antenne aux axes du rayonnement  $\vec{u}_\chi$  et  $\vec{u}_\psi$ . Elle décrit le gain de l'antenne et son état de polarisation pour un pointage  $(\chi, \psi)$  donné. La formulation 3.25 utilisée par les auteurs de [65] est pour cela reprise.

$$\mathbf{F} = \sqrt{G(\chi, \psi)} \begin{pmatrix} U_\chi(\chi, \psi) \\ U_\psi(\chi, \psi) \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

Dans cette dernière expression,  $U_\chi$  et  $U_\psi$  représentent les composantes complexes normalisées du rayonnement de l'antenne, de telle sorte que le module de la fonction de rayonnement est égal au gain  $G(\chi, \psi)$  dans la direction  $(\chi, \psi)$  pointée. Afin de tester différents états de polarisation en faisant abstraction des dépointages, le modèle intègre une fonction qui génère des diagrammes isotropes mais à l'état de polarisation fixé par l'utilisateur. Le tableau 3.9 décrit la valeur des composantes du rayonnement en fonction de la polarisation choisie.

	Linéaire verticale	Linéaire horizontale	Circulaire gauche	Circulaire droite
$U_\chi$	1	0	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
$U_\psi$	0	1	$e^{+j\frac{\pi}{2}}/\sqrt{2}$	$e^{-j\frac{\pi}{2}}/\sqrt{2}$

Tableau 3.9 – Composantes du rayonnement en fonction de la polarisation, représentation de la polarisation indépendante des angles de pointages pour une fonction à base d'antennes isotropes

La convention retenue pour décrire la polarisation est donc en *regardant* dans le sens de propagation. L'état de polarisation de l'antenne de réception doit donc théoriquement être décrite par des relations complexes conjuguées. Toutefois, l'orientation relative des antennes prend déjà en compte cette particularité.

### Importation de diagrammes

En complément de la fonction générant des données d'antenne isotrope à polarisation choisie, le script en développement intègre une base de données évolutive issue de simulations. Pour chaque type d'antenne, trois tables donnent pour tout  $\chi$  variant entre  $0^\circ$  et  $180^\circ$  et pour tout  $\psi$  variant de  $0^\circ$  à  $360^\circ$  :

- le gain réalisé de l'antenne qui tient compte de l'adaptation d'impédance de l'antenne par rapport à la ligne de transmission,
- les composantes complexes  $U_\chi$  et  $U_\psi$  obtenues en normalisant les composantes complexes du champ électrique.

### 3.2. DÉVELOPPEMENT D'UN MODÈLE DE CANAL INCLUANT ANTENNES ET MOUVEMENTS DE PLATEFORME

---

Ces trois tables suffisent si l'antenne est supposée adaptée à la fréquence de simulation. Pour des évaluations à plus large bande, une table donnant le paramètre  $S_{11}$  ou coefficient de réflexion en fonction de la fréquence peut être ajoutée. Pour une étude sur une très large bande ou pour des structures dont le rayonnement varie beaucoup avec la fréquence, ces différentes tables peuvent être données pour plusieurs fréquences.

#### 3.2.4 Expression matricielle de la puissance reçue

Dans cette partie, une expression de la puissance reçue au cours du temps est construite en tenant compte du pointage et de la polarisation des antennes. Elle est obtenue par l'application des fonctions de rayonnement des antennes à la matrice du canal de propagation qui est déterminée pour chaque trajet.

##### Trajet direct

À chaque instant, les axes du rayonnement sont exprimés dans le repère local en tenant compte de l'attitude des plateformes. Puisque le produit scalaire  $\vec{u}_\chi^A \cdot \vec{u}_\chi^B$  donne la proportion d'énergie émise selon la composante  $\vec{u}_\chi^A$  qui a été reçue selon la composante  $\vec{u}_\chi^B$ , un formalisme matriciel permet d'intégrer toutes les contributions des différentes composantes. La matrice obtenue s'accompagne d'un facteur de divergence sphérique du champ en fonction de la distance  $1/r$  et du facteur de phase. Ainsi, la matrice du canal de propagation pour le trajet direct est déterminée. Soit :

$$\mathbf{C}_{TD} = \frac{1}{r} \begin{pmatrix} \vec{u}_\chi^A \cdot \vec{u}_\chi^B & \vec{u}_\psi^A \cdot \vec{u}_\chi^B \\ \vec{u}_\chi^A \cdot \vec{u}_\psi^B & \vec{u}_\psi^A \cdot \vec{u}_\psi^B \end{pmatrix} e^{-j2\pi r/\lambda} \quad (3.26)$$

Les fonctions de rayonnement des antennes sont ensuite appliquées pour traduire l'effet de leur gain et de leur état de polarisation sur la transmission. Pour une fréquence donnée, un scalaire traduisant ces effets est obtenu. Soit :

$$s_{TD} = \frac{1}{r} \sqrt{G^A} \sqrt{G^B} \begin{pmatrix} U_\chi^B & U_\psi^B \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{u}_\chi^A \cdot \vec{u}_\chi^B & \vec{u}_\psi^A \cdot \vec{u}_\chi^B \\ \vec{u}_\chi^A \cdot \vec{u}_\psi^B & \vec{u}_\psi^A \cdot \vec{u}_\psi^B \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_\chi^A \\ U_\psi^A \end{pmatrix} e^{-j2\pi r/\lambda} \quad (3.27)$$

Les dépendances en fonction des angles de pointage  $(\chi, \psi)$  et éventuellement en fonction de la fréquence  $f$  et du temps  $t$  ne sont pas écrites pour ne pas surcharger les écritures.

##### Trajet réfléchi

La proportion d'énergie réfléchiée par la surface de la mer est déterminée par le facteur de réflexion (cf. section 2.2.3) qui dépend en premier lieu de la polarisation du champ incident. Celui-ci doit donc être décomposé selon un vecteur unitaire parallèle  $\vec{u}_\parallel^i$  et un vecteur unitaire perpendiculaire  $\vec{u}_\perp^i$  au plan d'incidence. Ces

vecteurs sont décrits par la figure 3.4. Suivant le même raisonnement que pour le trajet direct, la matrice du canal de propagation pour le trajet réfléchi est obtenue. Soit :

$$\mathbf{C}_{TR} = \frac{1}{r_1 + r_2} \begin{pmatrix} \vec{u}_\chi^B \cdot \vec{u}_\parallel^r & \vec{u}_\chi^B \cdot \vec{u}_\perp \\ \vec{u}_\psi^B \cdot \vec{u}_\parallel^r & \vec{u}_\psi^B \cdot \vec{u}_\perp \end{pmatrix} \overline{\mathbf{R}} \begin{pmatrix} \vec{u}_\chi^A \cdot \vec{u}_\parallel^i & \vec{u}_\psi^A \cdot \vec{u}_\parallel^i \\ \vec{u}_\chi^A \cdot \vec{u}_\perp & \vec{u}_\psi^A \cdot \vec{u}_\perp \end{pmatrix} e^{-j2\pi(r_1+r_2)/\lambda} \quad (3.28)$$

Avec :

$$\vec{u}_\perp^i = \vec{u}_\perp^r = \vec{u}_\perp \quad (3.29)$$

Cette dernière expression fait apparaître la dyade de réflexion  $\overline{\mathbf{R}}$  contenant les facteurs de réflexion de Fresnel, le facteur de divergence du faisceau ainsi que le facteur de réduction dû à la rugosité de la surface. Ainsi :

$$\overline{\mathbf{R}} = FD\rho_r \begin{pmatrix} \rho_\parallel & 0 \\ 0 & \rho_\perp \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

Enfin, un scalaire décrivant la transmission pour le trajet réfléchi est obtenu en

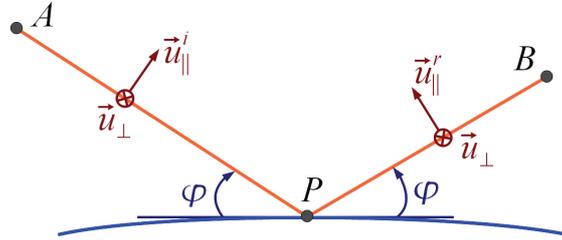


FIGURE 3.4 – Décomposition de la réflexion

appliquant les fonctions de rayonnement des antennes. Soit :

$$s_{TR} = \frac{1}{r_1 + r_2} \sqrt{G^A} \sqrt{G^B} \begin{pmatrix} U_\chi^B & U_\psi^B \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{u}_\chi^B \cdot \vec{u}_\parallel^r & \vec{u}_\chi^B \cdot \vec{u}_\perp \\ \vec{u}_\psi^B \cdot \vec{u}_\parallel^r & \vec{u}_\psi^B \cdot \vec{u}_\perp \end{pmatrix} \overline{\mathbf{R}} \cdot \begin{pmatrix} \vec{u}_\chi^A \cdot \vec{u}_\parallel^i & \vec{u}_\psi^A \cdot \vec{u}_\parallel^i \\ \vec{u}_\chi^A \cdot \vec{u}_\perp & \vec{u}_\psi^A \cdot \vec{u}_\perp \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_\chi^A \\ U_\psi^A \end{pmatrix} e^{-j2\pi(r_1+r_2)/\lambda} \quad (3.31)$$

### Expression de la puissance reçue

En reprenant la démarche de la section 2.2.2 pour le calcul du champ résultant et de la section 3.1.1 pour celui de la puissance reçue, une expression de cette dernière est déterminée. Soit :

$$P_r = \frac{1}{Z_0} \frac{\lambda}{4\pi} |E_0 (s_{TD} + s_{TR})|^2 \quad (3.32)$$

### 3.2. DÉVELOPPEMENT D'UN MODÈLE DE CANAL INCLUANT ANTENNES ET MOUVEMENTS DE PLATEFORME

Or,  $E_0$  est l'amplitude efficace du champ électrique correspondant à la puissance fournie<sup>7</sup> aux bornes de l'antenne d'émission, telle que :

$$E_0 = \sqrt{\frac{Z_0}{4\pi} P_f} \quad (3.33)$$

Ainsi :

$$P_r = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 P_f |s_{TD} + s_{TR}|^2 \quad (3.34)$$

#### 3.2.5 Fonctionnement du script et conclusions

Un script regroupant un ensemble de fonctions a été développé sous Matlab<sup>®</sup>. Son fonctionnement est résumé par le schéma de la figure 3.5. Les cadres bleus correspondent aux différents paramètres saisis par l'utilisateur. Les différentes fonctions (cadres oranges) appelées par le script principal calculent les variables sur la durée simulée.

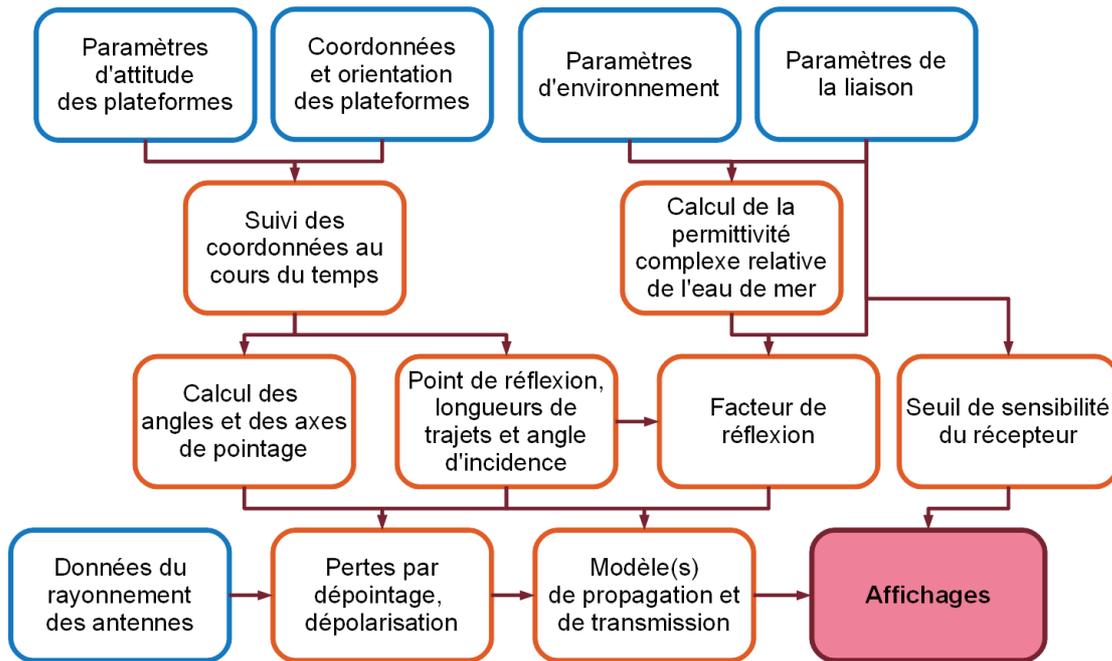


FIGURE 3.5 – Schéma de fonctionnement du script, les cadres bleus et les cadres oranges correspondent respectivement aux données saisies par l'utilisateur et aux fonctions appelées par le script

L'interaction des différentes sous-fonctions entre elles autorise une certaine flexibilité. Ainsi, le modèle de propagation pourrait être complété par l'introduction d'une composante de diffusion sans bouleverser l'organisation du script. Par

<sup>7</sup> Puisqu'un gain *réalisé* est pris en compte par l'intégration des antennes, c'est bien de la puissance fournie et non pas de la puissance transmise à l'antenne que dépend l'expression de  $E_0$ .

ailleurs, une utilisation avec d'autres modes de propagation – à basse fréquence – est tout à fait envisageable. La modélisation 3D proposée offre donc des perspectives qui s'étendent au-delà du cadre strict du type de liaison envisagée ici.

### 3.3 Mise en œuvre du modèle de transmission

Le script décrit dans la section précédente est repris ici au travers d'une série de simulations visant à affiner les spécifications de la liaison et plus particulièrement d'antennes directives. La configuration 2 est retenue (cf. section 3.1.1) avec une antenne d'émission à 2 mètres et une antenne de réception à 25 mètres, car elle représente la situation la plus probable. Cette liaison asymétrique entre une embarcation légère et son navire support permet en effet d'isoler l'impact des mouvements d'une seule plateforme sur toute la liaison. Par ailleurs, la fréquence est fixée à 2,3 GHz car parmi les fréquences disponibles de manière opérationnelle, elle représente un bon compromis entre affaiblissement de transmission et encombrement des antennes.

#### 3.3.1 Première simulation en l'absence d'attitude

Une vitesse d'éloignement est tout d'abord appliquée à l'émetteur, sans autre mouvement<sup>8</sup>, afin de vérifier que la puissance reçue a une allure conforme aux simulations en 2D. Des antennes isotropes identiques à l'émission et en réception avec un gain de 2,1 dBi sont employées. Pour démontrer le besoin d'antennes directives, les seuils de sensibilité de deux liaisons détaillées par le tableau 3.10 sont également évalués. La figure 3.6 est ainsi obtenue.

	<b>Liaison 1</b>	<b>Liaison 2</b>
<b>Modulation</b>	QPSK	16-QAM
<b>Largeur de bande</b>	2 MHz	7 MHz
<b>Débit brut</b>	3,0 Mbits/s	20,7 Mbits/s
<b>Puissance d'émission</b>	20 W	20 W
<b>Taux d'erreur binaire</b>	$10^{-4}$	$10^{-4}$

Tableau 3.10 – Paramètres des deux liaisons pour le calcul du seuil de sensibilité

Cette première simulation montre que l'allure des courbes en fonction de la distance est la même qu'avec le modèle de propagation présenté dans le chapitre 2. Par ailleurs, une telle puissance d'émission permet d'atteindre une portée de 17 km (9,1 MN) avec la liaison 1 mais à peine 10,5 km (5,7 MN) avec la liaison 2. De plus, l'évanouissement le plus profond passe sous le seuil de sensibilité du récepteur en polarisation horizontale. La diversité de polarisation observée à courte distance

8. La surface de la mer est considérée lisse.

### 3.3. MISE EN ŒUVRE DU MODÈLE DE TRANSMISSION

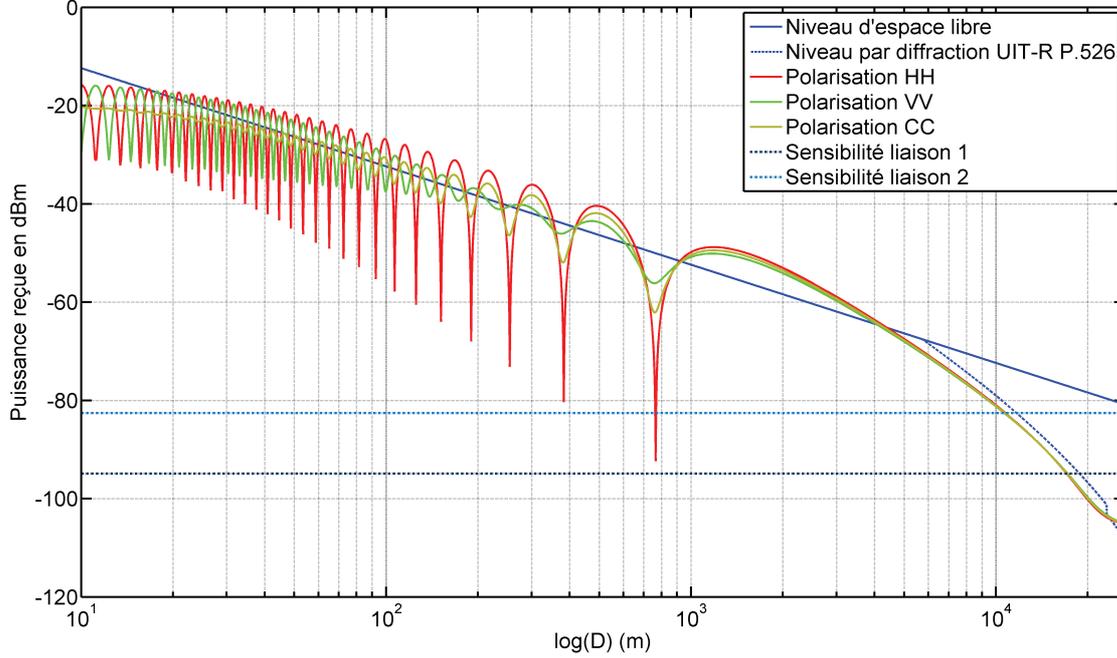


FIGURE 3.6 – Profil du canal de transmission en fonction de la distance à 2,3 GHz,  $h_A = 2$  m et  $h_B = 25$  m,  $G_A = G_B = 2,1$  dBi et  $P_f = 20$  W

se traduit par une élimination des figures d'évanouissement en polarisation circulaire. Mais les derniers évanouissements sont jusqu'à 6 dB plus profonds qu'avec une polarisation verticale qui reste donc la plus intéressante.

Comme ce profil est produit avec une vitesse d'éloignement de la plateforme d'émission de 18 nds (33 km/h), un décalage Doppler de 70 Hz est observé. Ce décalage est calculé à l'aide de l'équation 3.35 [66].

$$f_d = \frac{f_0 v}{c} \cos \theta \quad (3.35)$$

Dans cette équation :

- $f_d$  est le décalage ou fréquence Doppler en Hz,
- $f_0$  est la fréquence porteuse en Hz,
- $c$  est la célérité des ondes en m/s,
- $v \cos \theta$  est la vitesse relative projetée sur l'axe émetteur/récepteur en m/s, le vecteur vitesse faisant un angle  $\theta$  avec cet axe.

Dans le domaine temporel, cette vitesse engendre une variation de la puissance reçue qui reste très faible par rapport au temps symbole des liaisons considérées. Il faut en effet plusieurs secondes pour observer une variation de 3 dB. En outre, ce résultat montre qu'il n'est pas possible de combattre ces fluctuations de longue durée par un entrelacement des données car ce dernier serait trop long quant à la contrainte de temps réel. Une vitesse linéaire seule ne devrait pas dégrader la

qualité de la liaison si les systèmes de contrôle automatique du gain et de récupération de porteuse sont prévus pour la mobilité.

La dernière caractéristique pouvant être étudiée dans cette configuration est la variation du pointage en élévation en fonction de la distance. La liaison étant asymétrique, un dépointage de  $50^\circ$  par rapport à l'horizontale est observée pour les deux antennes à courte portée. Ce dépointage tend rapidement vers  $0^\circ$  lorsque les plateformes s'éloignent. Ainsi, cette caractéristique ne devrait pas être problématique puisque le bilan de liaison est excellent pour de telles distances. En revanche, l'asymétrie de la liaison peut être la cause de phénomènes de masquage par les encorbellements<sup>9</sup> du navire support lors des phases d'approche de l'embarcation. Cette contrainte doit être prise en compte au moment de l'intégration des antennes du navire support.

### 3.3.2 Approximation des mouvements d'une embarcation légère sur une houle régulière

Les paramètres associés à l'attitude d'une embarcation légère peuvent être estimés en supposant que cette dernière est suffisamment petite pour suivre les irrégularités de la surface. Cette situation extrême pour laquelle aucun mouvement n'est compensé ou amorti permet de maximiser l'attitude de l'embarcation pour un état de mer donné. Au préalable, une expression de la déviation angulaire maximale  $\theta_{max}$  de l'antenne par rapport à la verticale est déterminée par un calcul géométrique. Soit :

$$\theta_{max} = \arcsin \left( \frac{\pi H_{max}}{\sqrt{\lambda_s^2 + \pi^2 H_{max}^2}} \right) \quad (3.36)$$

Sous ces hypothèses, la déviation angulaire maximale est donc reliée à la longueur d'onde de la houle  $\lambda_s$  et à la hauteur crête-à-creux maximale  $H_{max}$ . En considérant le cas d'une mer complètement formée et levée par le vent, le mode fondamental du spectre de Pierson-Moskowitz [50] peut être employé pour relier la vitesse du vent  $v_{10}$  (cf. 2.2.3) à  $\lambda_s$  et  $H_{max}$ . Ainsi, d'après [50], la hauteur maximale des vagues pouvant être rencontrées en fonction de  $v_{10}$  est déterminée par la relation :

$$H_{max} = 0,029v_{10}^2 \quad (3.37)$$

Cette vitesse du vent produit un régime de vagues dont la hauteur significative  $H_{1/3}$  est donnée par la relation :

$$H_{1/3} = 0,0223v_{10}^2 \quad (3.38)$$

La période de la houle est reliée à cette hauteur significative par la relation :

$$T_{H_{1/3}} = 4,44\sqrt{H_{1/3}} \quad (3.39)$$

---

9. Plans incurvés ou balcons en porte-à-faux du navire.

### 3.3. MISE EN ŒUVRE DU MODÈLE DE TRANSMISSION

Enfin, la longueur d'onde de la houle est elle-même reliée à cette période. Soit :

$$\lambda_s = 1,56T_{H_{1/3}}^2 \quad (3.40)$$

Pour éviter un masquage du trajet direct par la crête des vagues,  $v_{10}$  ne doit pas dépasser 8,3 m/s, ce qui correspond à un état de mer 3 sur l'échelle de Douglas avec une hauteur maximale des vagues de 2 mètres et une longueur d'onde de 47 mètres. Dans ces conditions, la déviation angulaire maximale est de 7,6°. Enfin, l'écart quadratique moyen des élévations de la surface utilisé dans le critère de rugosité (cf. 2.2.3) est donné par la relation :

$$\sigma = 0,0051v_{10}^2 \quad (3.41)$$

Bien que les travaux de Gardenal *et al.* aient l'avantage de relier facilement tous les paramètres utiles au modèle de canal de transmission, la linéarité qui existe entre  $\lambda_s$  et  $H_{max}$  impose une déviation angulaire constante quel que soit l'état de mer. En outre, le facteur de réduction dû à la rugosité n'est pas affecté par une modification de la longueur de cohérence de la surface. Ainsi, l'équation 3.41 peut toujours être utilisée malgré une modification de  $\lambda_s$ , pourvu que la hauteur des vagues reste la même. En utilisant des relevés *in-situ* à l'aide de bouées, un autre jeu de paramètres peut être utilisé pour caractériser la déviation  $\theta_{max}$ . Ainsi, une interpolation des relevés de houle aux Pierres Noires (au large du Conquet) [67] montre que la déviation angulaire peut dépasser les 30°. Considérant que cette valeur constitue un cas limite, les paramètres donnés dans le tableau 3.11 seront utilisés par la suite pour définir l'attitude de l'embarcation légère. Il est important

$H_{max}$	$\lambda_s$	$T_{H_{1/3}}$	$\theta_{max}$	$\sigma$
2 m	11 m	2,7 s	29,7°	0,35 m

Tableau 3.11 – Paramètres retenus pour les simulations,  $\theta_{max}$  et  $T_{H_{1/3}}$  sont transférées au roulis ou au tangage en fonction de l'orientation de la houle par rapport à l'embarcation légère

de noter que ces paramètres sont obtenus par une série d'approximations visant à fournir un ordre de grandeur de l'amplitude et de la période des mouvements tels que le pilonnement, le roulis ou le tangage. Une utilisation rigoureuse de l'outil proposé dans ce chapitre doit s'accompagner :

- d'une estimation plus précise de l'état de mer par des mesures ou par des générations de surfaces de mer,
- d'une connaissance de l'attitude réelle de la plateforme face à cet état de mer (hydrodynamique).

Ces approximations sont toutefois suffisantes pour le cadre des travaux présentés ici car elles permettent de majorer les dégradations dues à l'attitude d'une embarcation légère.

### 3.3.3 Simulations avec une houle régulière

Les paramètres de la houle décrite dans la section précédente sont introduits dans le modèle de canal de transmission pour observer les variations de la puissance reçue au cours du temps. Le site de réception est immobile afin d'isoler les dégradations dues à l'attitude de la plateforme d'émission seule. Le premier scénario simulé est illustré par la figure 3.7.

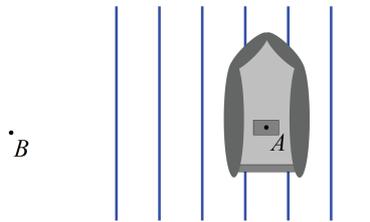


FIGURE 3.7 – Scénario 1 : inclinaison dans le plan d'incidence, l'orientation de la houle engendre un roulis dans le plan d'incidence des ondes

Compte tenu de l'orientation de la houle par rapport à l'embarcation et de la direction du trajet direct, la plateforme subit :

- un pilonnement d'amplitude  $H_{max}/2$  et de période  $T_{H_{1/3}}$ ,
- un roulis de même période et d'amplitude  $\theta_{max}$ .

De plus, l'inclinaison du mât de l'antenne due au roulis se fait dans le plan d'incidence. Il n'y a donc pas de modification de l'orientation du champ électrique émis et ainsi, pas de perte par désadaptation de l'antenne de réception à la polarisation de l'onde incidente. Enfin, la distance entre l'émission et la réception est fixée à 930 mètres, distance pour laquelle la puissance reçue est égale au niveau d'espace libre en l'absence de mouvement (cf. figure 3.6). La figure 3.8 montre la puissance reçue avec deux dipôles à polarisation verticale. La variation observée ( $\sim 8$  dB) sur cette figure est principalement due au pilonnement qui modifie la hauteur de l'antenne et donc la différence de marche entre les trajets. Une fluctuation du gain effectif de l'antenne d'émission est également observée comme le montre la figure 3.9. Cette dernière est cette fois due au roulis qui engendre une variation de l'angle de pointage en élévation dont l'amplitude est égale à  $\theta_{max}$ . Bien que ces dépointages soient légèrement supérieurs à courte distance (du fait de l'asymétrie de la liaison), des résultats similaires sont obtenus pour de plus longues portées. Pour finir, la figure 3.10 montre la variation du gain effectif des antennes obtenue en remplaçant l'antenne d'émission par un réseau linéaire vertical de deux dipôles, dont le gain maximal est de 3,3 dBi mais dont l'ouverture à  $-3$  dB en élévation du lobe principal est de seulement  $47^\circ$ . Les performances peuvent alors être inférieures à celles obtenues avec de simples dipôles. D'une manière générale, il n'est pas avantageux d'employer des antennes dont l'ouverture à  $-3$  dB en élévation est inférieure à  $2\theta_{max}$ .

### 3.3. MISE EN ŒUVRE DU MODÈLE DE TRANSMISSION

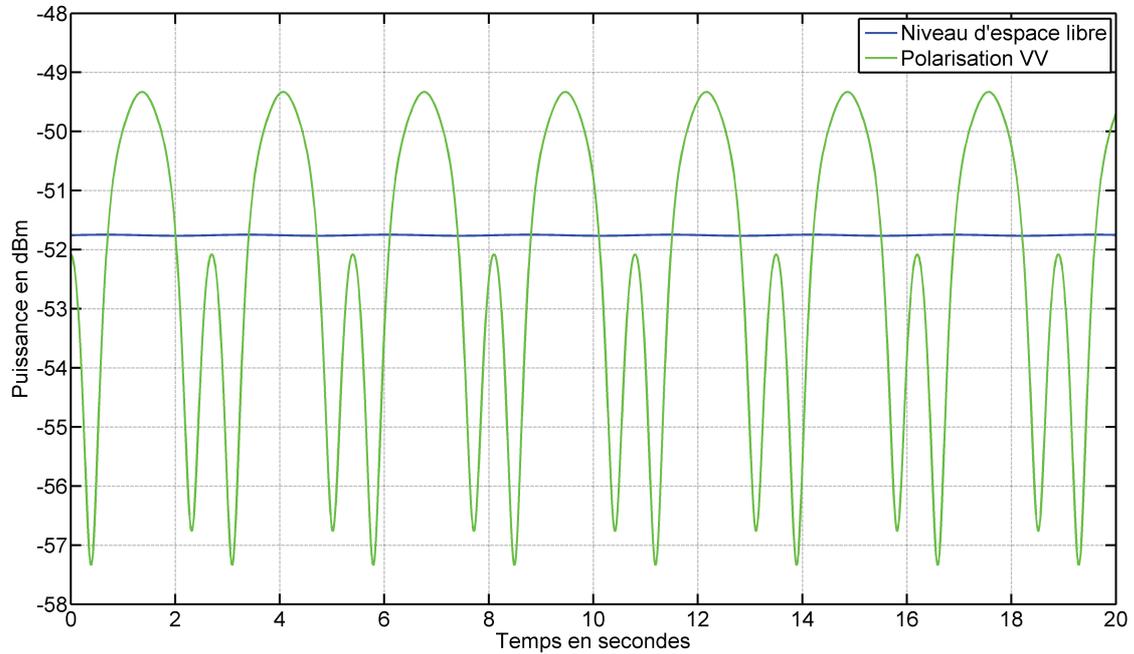


FIGURE 3.8 – Scénario 1 : Variation de la puissance reçue à 930 mètres, 2,3 GHz,  $h_A = 2$  m et  $h_B = 25$  m,  $G_A = G_B = 2,1$  dBi et  $P_f = 20$  W

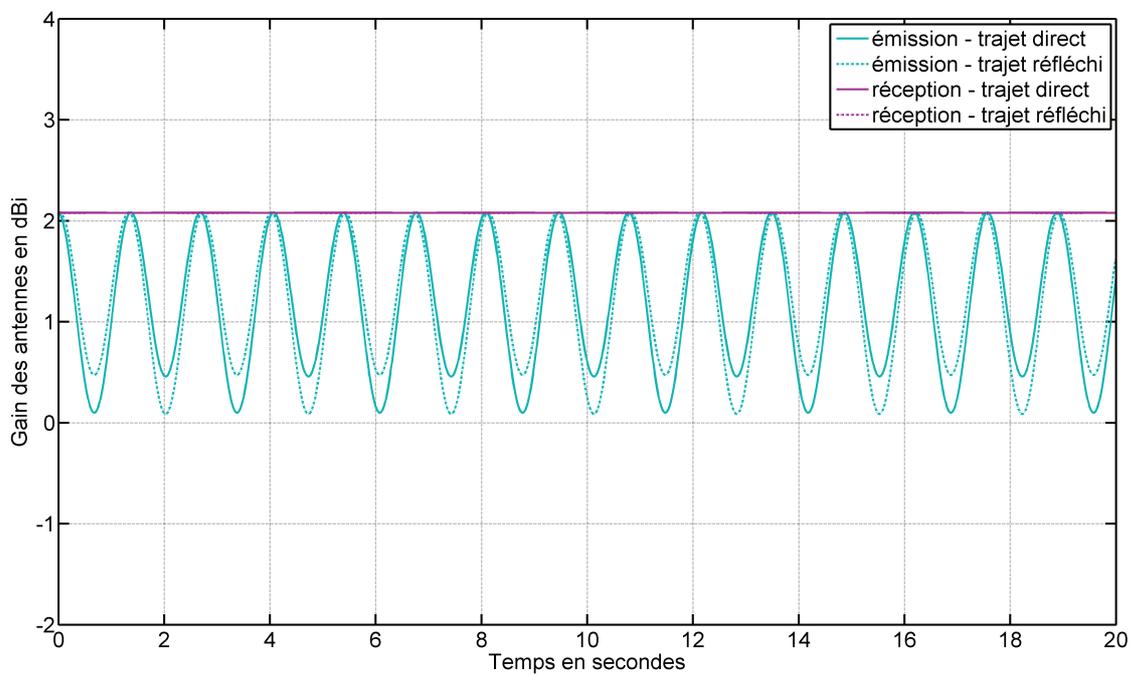


FIGURE 3.9 – Scénario 1 : Variation du gain effectif des antennes, les dipôles utilisés ont une ouverture à  $-3$  dB en élévation de leur faisceau de  $76^\circ$ ,  $h_A = 2$  m et  $h_B = 25$  m

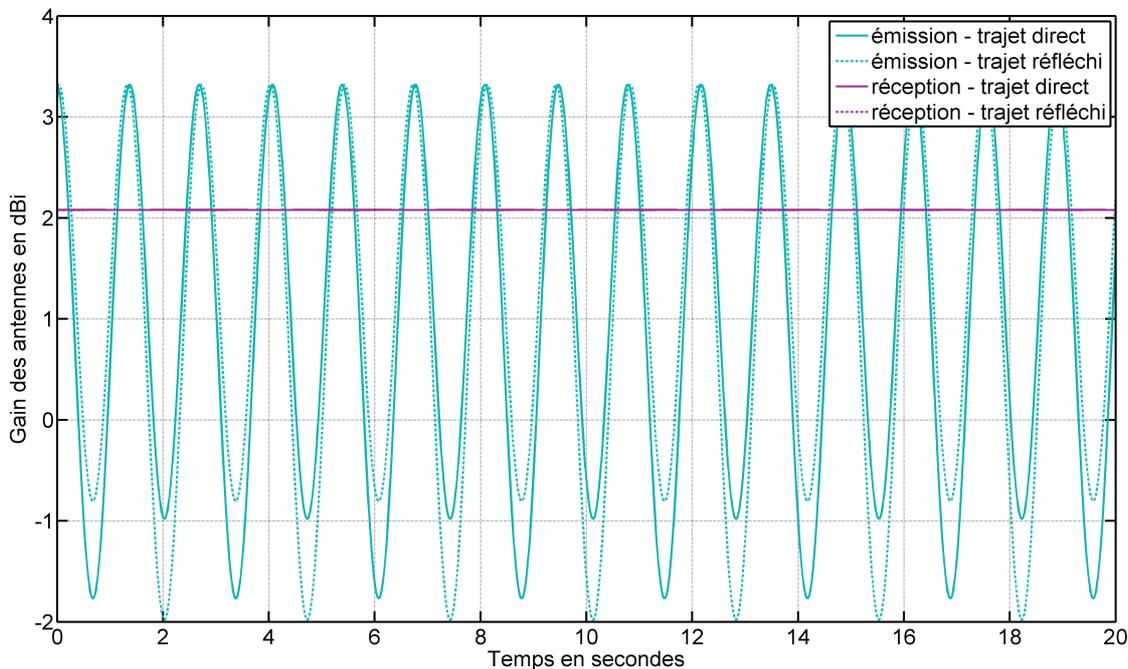


FIGURE 3.10 – Scénario 1 : Variation du gain effectif des antennes, un réseau verticale de dipôle dont l’ouverture en élévation à  $-3$  dB est cette fois de  $47^\circ$ ,  $h_A = 2$  m et  $h_B = 25$  m

Un deuxième scénario est maintenant envisagé. Ce dernier est illustré par la figure 3.11. La direction de la houle par rapport à l’axe émetteur/récepteur provoque cette fois un roulis dans un plan normal au plan d’incidence. Cette nouvelle situation permet d’étudier l’effet de cette attitude sur le pointage en azimuth. La distance est toujours fixée à 930 mètres.

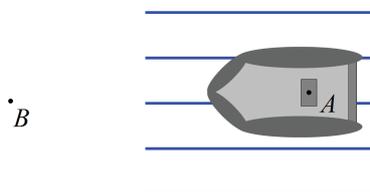


FIGURE 3.11 – Scénario 2 : inclinaison normale au plan d’incidence, l’orientation de la houle engendre un roulis dans un plan normal au plan d’incidence

Comme le montre la figure 3.12, les antennes pointent à  $0^\circ$  en position de repos puisque les plateformes sont l’une en face de l’autre et que l’orientation naturelle des axes  $\vec{i}_{A,B}$  des antennes n’a pas été modifiée.

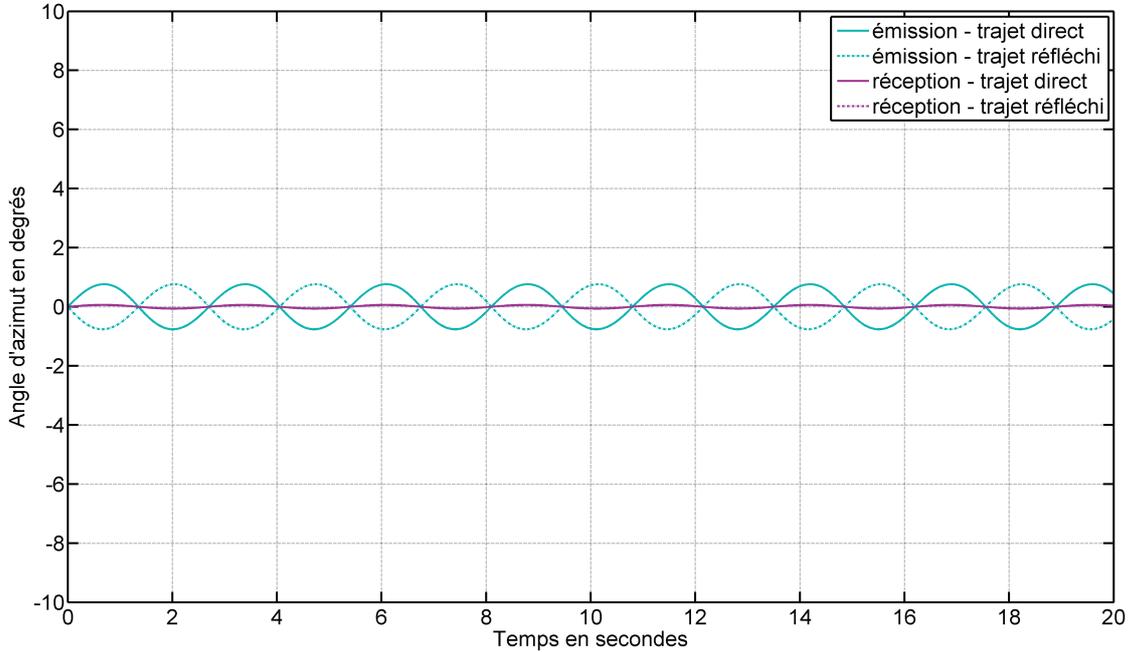


FIGURE 3.12 – Scénario 2 : Angle de pointage azimutal des antennes, obtenue à 930 mètres avec des dipôles,  $h_A = 2$  m et  $h_B = 25$  m

Mis à part à courte distance<sup>10</sup> pour cause d’asymétrie de la liaison, cette variation du pointage azimutal ne provoque pas de diminution du gain effectif si des antennes omnidirectionnelles en azimut ou avec une ouverture de faisceau à  $-3$  dB supérieure à quelques degrés sont employées. Ce résultat important démontre qu’il n’est pas nécessaire de compenser l’attitude des plateformes avec de telles antennes.

Pour finir, il est intéressant de noter que le pointage de l’antenne de réception est très peu affecté par les mouvements de la plateforme d’émission. Au-delà d’une centaine de mètres, le navire de support *voit* toujours l’embarcation légère sous le même angle solide, indépendamment de l’attitude de celle-ci. La seule dégradation pouvant être constatée à la réception est la désadaptation de l’antenne à la polarisation de l’onde incidente qui est maximale avec le deuxième scénario. Cette perte par dépolarisation (*Polarization Loss Factor* – PLF) peut être évaluée par l’équation 3.42 si des antennes polarisées linéairement sont utilisées.

$$PLF_{dB} = 20 \log_{10} (\cos \theta_a) \quad (3.42)$$

L’angle  $\theta_a$  est formé entre le vecteur polarisation de l’onde incidente et le vecteur traduisant l’état de polarisation de l’antenne de réception. Un basculement des deux antennes dans des sens opposés et dans des plans orthogonaux au plan d’incidence correspond à la pire perte par dépolarisation pouvant être rencontrée. Avec deux embarcations légères, elle peut en théorie atteindre les 6 dB. Mais cette

10. Moins de 100 mètres dans cette configuration.

situation est rare et ne justifie donc pas l'emploi d'antennes à polarisation circulaire.

### 3.3.4 Décalage et étalement Doppler

La variation au cours du temps de la position relative des antennes engendre un décalage Doppler en fréquence  $f_d$  sur chaque trajet. Ce décalage peut-être évalué en projetant le vecteur-vitesse instantané<sup>11</sup> des antennes sur chaque trajet. Soit pour le trajet direct et à l'émission :

$$f_d = \frac{f_0}{c} \cdot \frac{\vec{v}_A \cdot \vec{AB}}{\|\vec{AB}\|} \quad (3.43)$$

Dans cette expression,  $f_0$ ,  $c$  et  $\vec{v}_A$  désignent respectivement la fréquence porteuse, la vitesse de la lumière et le vecteur-vitesse de l'antenne d'émission. Ainsi, lorsque la vitesse relative entre les plateformes est de 18 nœuds, un décalage Doppler de 70 Hz est obtenu (cf. 3.3.1). Ce décalage affecte de la même manière les deux trajets et évolue peu dans le temps en comparaison d'un temps symbole. Il devrait donc être corrigé sans diminution du débit et sans augmentation de la complexité du récepteur.

L'attitude des plateformes est également susceptible de générer du Doppler. Ce dernier est alors essentiellement dû au roulis et au tangage puisque le pilonnement est un mouvement dont la direction est perpendiculaire à l'axe des trajets. De plus, la vitesse qui est à l'origine du décalage Doppler est une vitesse tangentielle qui dépend de la hauteur des antennes. Le décalage produit par le roulis et le tangage sera donc plus important à mesure que la hauteur de l'antenne est haute. La figure 3.13 montre le module des vecteurs-vitesse  $\vec{v}_A$  et  $\vec{v}_B$  et la figure 3.14 les fréquences Doppler correspondantes, obtenus avec le scénario 1.

Même si le décalage varie en fonction du temps, les fluctuations restent lentes par rapport au temps symbole. La figure 3.15 montre les fréquences Doppler obtenues lors du deuxième scénario, mais cette fois à 30 mètres. Cette configuration génère un étalement Doppler puisque les deux trajets sont affectés de décalages de signes opposés. Cet étalement n'est toutefois pas problématique puisqu'il s'atténue rapidement avec la distance comme le montre la figure 3.16, obtenue de nouveau à 930 mètres. Cette étude montre encore une fois que l'étalement et le décalage Doppler sont bien plus faibles que ceux qui peuvent être rencontrés dans un canal urbain<sup>12</sup>. Le récepteur doit néanmoins être prévu pour la mobilité, surtout si une modulation OFDM à forte densité de sous-porteuses est utilisée. Enfin, un décalage Doppler du trajet réfléchi dû aux vagues a pu être observé par les auteurs de [68]

11. Ce vecteur est déterminé en dérivant l'expression analytique du vecteur-position par rapport au temps.

12. En prenant l'exemple d'une communication depuis une voiture entre des immeubles.

### 3.3. MISE EN ŒUVRE DU MODÈLE DE TRANSMISSION

mais n'est pas intégré dans la modélisation puisqu'il est très faible ( $<1$  Hz).

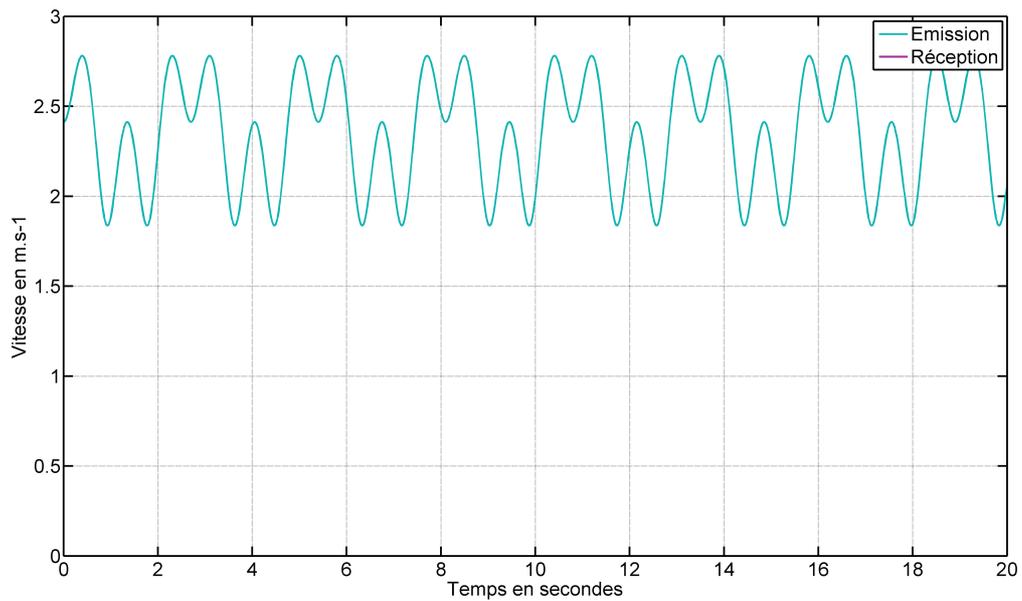


FIGURE 3.13 – Scénario 1 : Vitesse instantanée des antennes, vitesse tangentielle due au pilonnement et au roulis avec  $h_A = 2$  m et  $h_B = 25$  m

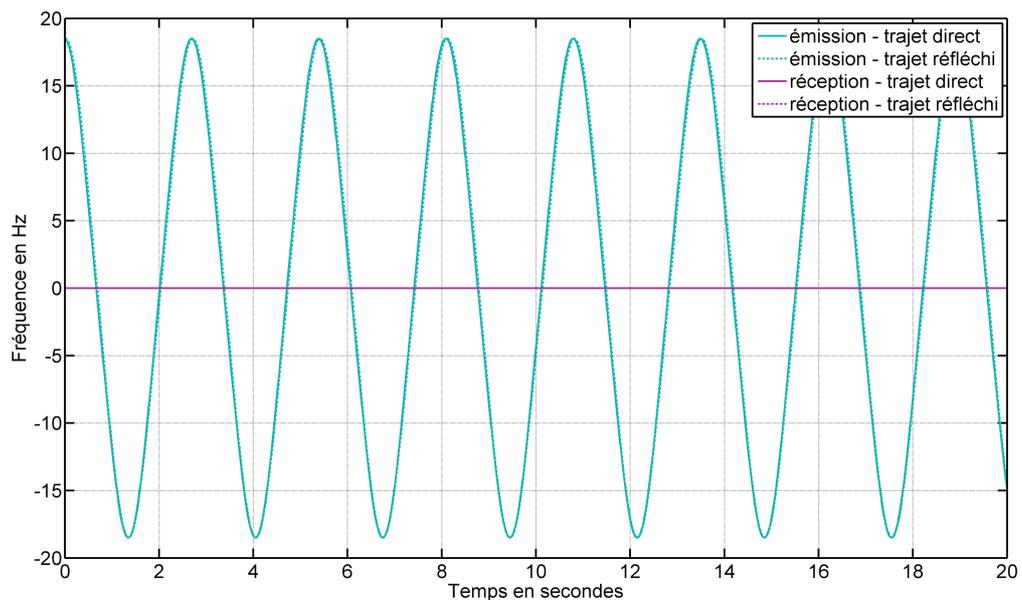


FIGURE 3.14 – Scénario 1 : fréquences Doppler sur chaque trajet à 2,3 GHz, obtenues à 930 mètres en projetant les vecteurs-vitesse sur les vecteurs directeurs des trajets

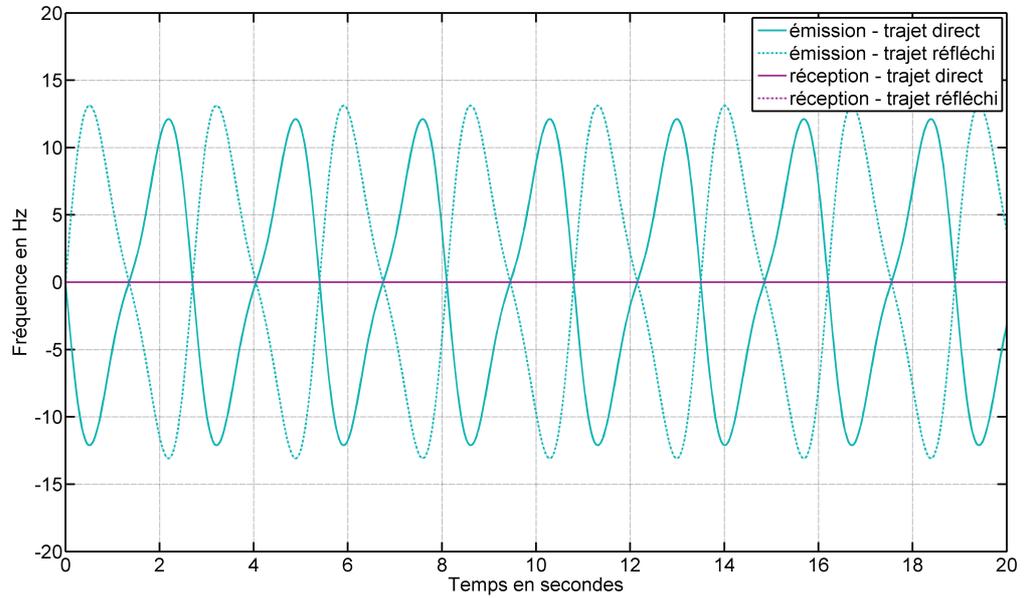


FIGURE 3.15 – Scénario 2 : fréquences Doppler sur chaque trajet à 2,3 GHz,  $D = 30$  mètres

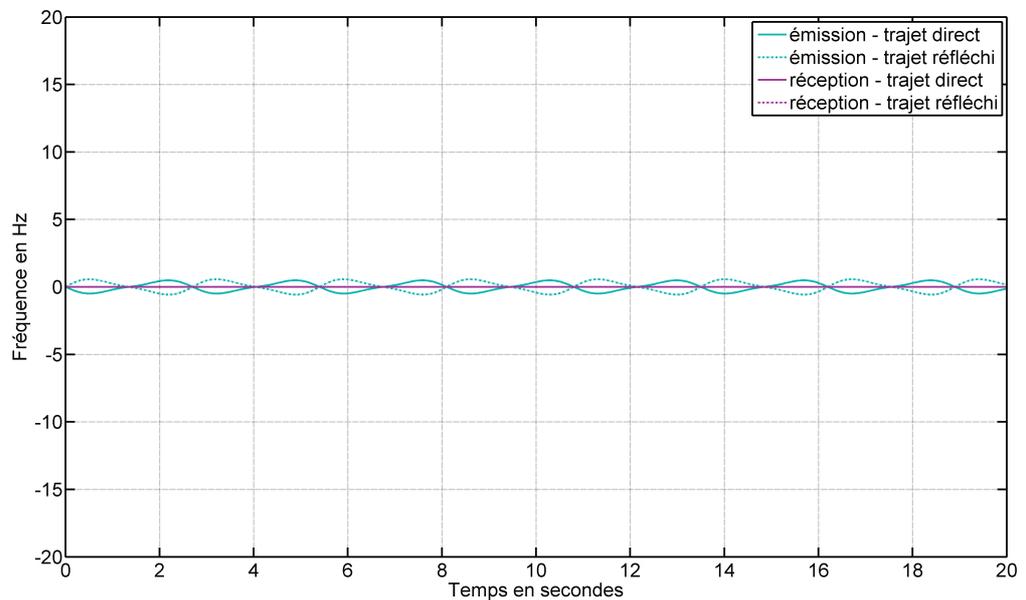


FIGURE 3.16 – Scénario 2 : fréquences Doppler sur chaque trajet à 2,3 GHz,  $D = 930$  mètres

### 3.3.5 Conclusions sur les simulations

Différentes simulations visant à affiner les spécifications d'une liaison à haut débit ont été conduites dans cette partie. Tout d'abord, l'insertion du seuil de sensibilité du récepteur dans le modèle de transmission montre que, malgré une puissance d'émission importante pour les gammes de fréquences considérées, l'uti-

lisation d'antennes directives est nécessaire pour atteindre la distance de liaison tangente.

Ensuite, la connaissance de  $\theta_{\max}$ <sup>13</sup> permet d'estimer les dépointages en élévation et les pertes par dépolarisation. Les simulations révèlent alors qu'il n'est pas avantageux d'utiliser des antennes dont l'ouverture à  $-3$  dB en élévation est inférieure à  $2\theta_{\max}$ . En outre, l'attitude ayant peu d'impact sur le pointage azimutal, seule une modification de l'orientation relative des plateformes doit être compensée si des antennes directives en azimut sont utilisées.

Lorsque ces précautions sont respectées, les simulations montrent que les évanouissements dus à la recombinaison des deux trajets restent la principale caractéristique du canal. Enfin, l'étude des décalages et étalements Doppler a montré qu'un système prévu pour la mobilité ne devrait pas être affecté par des pertes supplémentaires dues à la variabilité temporelle du canal.

## 3.4 Conclusion du chapitre

Le canal de transmission radio en milieu marin a été étudié dans ce chapitre. Les caractéristiques des antennes ont été intégrées aux modèles de propagation décrits dans le chapitre 2 pour observer la puissance reçue. Cette donnée a été complétée par un calcul du seuil de sensibilité du récepteur, dans l'hypothèse où le canal serait soumis à un bruit additif d'origine thermique. Les résultats montrent que l'augmentation de la puissance d'émission jusqu'à 20 Watts n'est pas suffisante pour entretenir une liaison à haut débit jusqu'à la distance de liaison tangente. La nécessité d'employer des antennes directives est donc confirmée.

Un outil de simulation a donc été développé pour assister la spécification de telles antennes en intégrant l'attitude des plateformes face à un état de mer donné. Cet outil autorise l'insertion de données réelles de mouvement et de rayonnement des antennes. Par sa flexibilité, il constitue une base pour une utilisation avec d'autres modes de propagation dans d'autres gammes de fréquences (ondes de surface, propagation ionosphérique). L'application à une liaison entre une embarcation légère et son navire support a permis d'affiner les spécifications des antennes, mais aussi d'étudier la variabilité temporelle du canal.

Le décalage et l'étalement Doppler ont été évalués en appliquant le modèle de transmission à 2,3 GHz. Ne dépassant que rarement la centaine de Hertz, ces derniers ne devraient pas être problématiques si le récepteur dispose d'outils de correction adaptés.

---

13. Obtenu par des calculs d'hydrodynamique ou approché par l'équation 3.36 dans le cas d'une embarcation légère.

Enfin, les simulations montrent qu'un critère sur l'ouverture en élévation minimale des antennes peut être déduit de la déviation angulaire maximale de l'antenne par rapport à la verticale. Ce critère dépend des pires conditions pouvant être rencontrées lorsque la liaison est opérationnelle. Ainsi, l'ouverture à  $-3$  dB en élévation doit être au moins égale à  $60^\circ$  pour l'embarcation légère étudiée ici. Cette limitation s'ajoutant au besoin d'un gain d'antenne élevé pour améliorer le bilan de liaison, l'emploi d'antennes directives en azimut semble indispensable. Ce type d'antenne doit être pointé lorsque l'orientation relative des plateformes évolue. En revanche, les simulations montrent que l'attitude due au roulis et au tangage n'implique pas de compensation.

## Chapitre 4

# Étude et réalisation de structures rayonnantes adaptées aux plateformes

AU cours des chapitres précédents, plusieurs recommandations sur les caractéristiques des antennes ont été formulées. Premièrement, la puissance reçue à longue portée a été comparée au seuil de sensibilité d'un récepteur cohérent théorique pour l'établissement des liaisons à haut débit envisagées. L'utilisation de dipôles dont le gain est proche de 2 dBi s'est avérée insuffisante pour atteindre les performances attendues, et cela malgré une puissance d'émission de 20 Watts. Le bilan de liaison doit donc être amélioré en tirant parti d'une augmentation de la directivité des antennes.

Par ailleurs, un outil basé sur une modélisation du canal de transmission, intégrant les mouvements de plateforme et les données de rayonnement des antennes, a été développé et mis en œuvre. Il a montré qu'il n'est pas avantageux d'augmenter la directivité par une unique réduction de l'ouverture du diagramme en élévation, en utilisant par exemple un réseau vertical. En effet, le roulis et le tangage peuvent être la cause de pertes par dépointage importantes. Si l'emploi d'antennes directives en azimut est donc tout indiqué, cette solution est également confortée par l'étude de la propagation faite dans le chapitre 2. La liaison est alors moins sensible à son environnement. De plus, les risques d'interception sont minimisés et la discrétion accrue. En revanche, ce type d'antennes doit faire appel à un dispositif maintenant le pointage lorsque l'orientation relative des plateformes évolue. Néanmoins, leur attitude face à la houle ne nécessite pas de compensation. Une solution à base d'antennes directives en azimut sera donc développée au cours de ce chapitre.

Une première section est dédiée à la sélection de familles d'antennes adaptées à une embarcation légère et à son navire support. Un compromis est recherché à la lumière des paramètres déterminés dans le chapitre précédent mais aussi en

considérant les contraintes d'intégration au porteur. Parmi les solutions proposées, la conception et la réalisation d'un réseau d'antennes pour l'embarcation légère seront décrites dans la suite de ce chapitre.

## 4.1 Sélection d'antennes adaptées aux plateformes

Il existe de nombreuses familles d'antennes et dans chaque famille de nombreuses variantes. Il est donc difficile de sélectionner des structures rayonnantes en dressant une liste exhaustive, même en écartant les antennes omnidirectionnelles. En outre, les structures directives en azimut doivent être pointées de manière dynamique. Les méthodes disponibles sont alors plus limitées. Après une définition des principaux paramètres des antennes, la sélection des dispositifs est donc abordée au travers des méthodes de pointage. Les solutions retenues devront satisfaire les recommandations énoncées précédemment ainsi que les contraintes inhérentes à l'intégration aux plateformes.

### 4.1.1 Généralités sur les antennes

Une antenne est un dispositif rayonnant assurant la transition entre une propagation guidée (câble ou guide d'onde) et l'espace libre [69]. À l'émission, la distribution des courants de conduction et/ou de polarisation génère un champ électromagnétique. En réception, le champ incident induit à son tour des courants dans la structure. Lorsque celle-ci est constituée de matériaux réciproques, les paramètres qui décrivent les caractéristiques de l'antenne sont les mêmes à l'émission et en réception.

#### Champ proche et champ lointain

Il existe une zone à proximité de l'antenne pour laquelle la distribution angulaire des champs dépend de la distance [70]. Cette zone – appelée zone de Rayleigh – est caractérisée par un stockage d'énergie réactive. Elle est suivie d'une zone de transition (zone de Fresnel) dans laquelle les champs rayonnés sont prédominants mais leur distribution angulaire dépend toujours de la distance. Enfin, une zone de champ lointain (zone de Fraunhofer) s'étendant à l'infini leur succède. La distribution angulaire ou le diagramme de rayonnement est alors pratiquement indépendant de la distance. Les paramètres du rayonnement de l'antenne définis par la suite seront donc valables en champ lointain, dont la distance limite par rapport à l'antenne peut être approchée par l'équation 4.1.

$$r_l = \frac{2d_a^2}{\lambda} \quad (4.1)$$

Dans cette équation,  $d_a$  correspond à la plus grande dimension de l'antenne et  $r_l$  correspond à la distance qui marque la limite entre champ proche et champ lointain. Enfin,  $\lambda$  est la longueur d'onde électromagnétique dans le vide.

### Diagramme de rayonnement

Une antenne est en premier lieu caractérisée par son diagramme de rayonnement défini en champ lointain. C'est une représentation graphique de l'amplitude du champ électrique ou de la densité de puissance en fonction des angles d'observation (cf. figure 3.3). Il est en général normalisé par rapport à la valeur maximale. Aussi, le diagramme de rayonnement est-il indépendant de la distance.

### Polarisation

La polarisation d'une onde électromagnétique correspond à la figure décrite par l'extrémité du vecteur champ électrique en fonction du temps. Une représentation mathématique de la polarisation d'une onde est obtenue en projetant le champ sur deux composantes orthogonales à la direction de propagation ( $\vec{u}_\chi$  et  $\vec{u}_\psi$  sur la figure 3.3). Elle est alors définie par le ratio d'amplitude et la différence de phase entre ces projections (cf. tableau 3.9). Pour un ratio et une différence de phase quelconques, la polarisation est elliptique.

L'état de polarisation d'une antenne correspond alors à la polarisation des ondes émises par cette antenne. En réception, une désadaptation de l'état de polarisation de l'antenne à la polarisation de l'onde incidente induit des pertes (cf. équation 3.42). La caractérisation de l'état de polarisation d'une antenne est donc primordiale.

### Directivité, gain et gain réalisé

La directivité  $D_a$  d'une antenne traduit sa capacité à privilégier une direction de rayonnement. Elle est obtenue en comparant le flux (ou intensité) de rayonnement par unité d'angle solide  $U(\chi, \psi)$  (en W/sr) à celui d'une antenne isotrope à puissance rayonnée égale. Cette dernière étant caractérisée par une répartition uniforme de la puissance émise ou rayonnée  $P_e$ , son flux de rayonnement est égal à  $P_e/4\pi$ . Ainsi, l'expression de la directivité est donnée par l'équation 4.2.

$$D_a(\chi, \psi) = 4\pi \frac{U(\chi, \psi)}{P_e} \quad (4.2)$$

La directivité variant avec les angles d'observation, un diagramme de rayonnement en directivité peut être défini.

Le gain de l'antenne est obtenu en comparant le flux de rayonnement à la puissance acceptée par l'antenne (ou puissance transmise)  $P_{tr}$  sur  $4\pi$ . Le rapport entre le gain et la directivité constitue alors le rendement ou efficacité de rayonnement  $e$ . Soit :

$$e = \frac{G_a}{D_a} \quad (4.3)$$

Enfin, le gain réalisé est défini en tenant compte des pertes par désadaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne à l'impédance de la ligne de transmission. C'est donc le rapport entre le flux de rayonnement et la puissance fournie aux bornes de l'antenne  $P_f$  sur  $4\pi$ . Le gain et le gain réalisé varient également avec la direction d'observation, un diagramme de rayonnement en gain (ou en gain réalisé) peut être défini.

### Bande passante

La bande passante d'une antenne est la plage de fréquences pour laquelle ses caractéristiques sont conformes aux spécifications. La bande passante peut être limitée par la qualité de son diagramme de rayonnement (ouverture du lobe principale, niveau des lobes secondaires, . . .), de sa polarisation ou de sa directivité. Elle peut également être limitée par l'impédance qu'elle présente à ses bornes comme c'est le cas pour les antennes à résonance dont il sera question par la suite. Enfin, la bande passante peut être bornée par le réseau d'alimentation ou d'excitation de l'antenne lorsqu'il y en a un.

Si  $f_{min}$  et  $f_{max}$  désignent respectivement les fréquences minimale et maximale d'utilisation, la bande passante  $B_a$  peut s'exprimer en pourcentage par la relation 4.4.

$$(B_a)\% = 200 \cdot \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \quad (4.4)$$

Cette dernière formulation est obtenue en définissant la fréquence centrale  $f_c$  telle que  $f_c = (f_{max} + f_{min})/2$ .

### Bande passante en impédance

Le gain réalisé de l'antenne tient compte de l'adaptation de celle-ci à l'impédance  $Z_l$  de la ligne de transmission. Le coefficient de réflexion de l'antenne  $\rho_a$  est alors défini comme étant le rapport de la tension incidente sur la tension réfléchie vers le générateur [43]. Il peut également s'exprimer en fonction de l'impédance de l'antenne  $Z_a$  et l'impédance de la ligne  $Z_l$  comme le montre l'équation 4.5.  $Z_a$  varie généralement avec la fréquence et il est possible de montrer qu'un maximum d'énergie est transféré à l'antenne lorsque sa partie imaginaire (la réactance) s'annule. L'antenne présente alors une fréquence de résonance.

$$\rho_v = \frac{Z_a - Z_l}{Z_a + Z_l} \quad (4.5)$$

Par analogie avec les multipôles, le coefficient de réflexion est le rapport  $S_{11}$  de la tension complexe normalisée réfléchie  $b_1$  sur la tension complexe normalisée incidente  $a_1$ . Une relation entre les puissances (équation 4.6) d'une part, et entre la directivité et le gain réalisé (équation 4.7) d'autre part, est ainsi déduite [71].

$$P_e = eP_{tr} = e(1 - |S_{11}|^2) P_f \quad (4.6)$$

$$G_a^{real} = (1 - |S_{11}|^2) G_a = e (1 - |S_{11}|^2) D_a \quad (4.7)$$

Enfin, la largeur de bande à  $-10$  dB (*resp.*  $-15$  dB) est alors la bande passante en impédance pour laquelle  $20 \log_{10} (|S_{11}|)$  est inférieur à  $-10$  dB (*resp.*  $-15$  dB).

### 4.1.2 Sélection par les méthodes de pointage

Les méthodes de pointage sont ici définies comme étant un ensemble de dispositifs (antenne(s) + organe(s) de pointage) permettant de maintenir les performances du système lorsque l'orientation relative des plateformes évolue. Il est possible d'en retenir trois principales :

- le pointage mécanique,
- la commutation d'antennes sectorielles,
- l'emploi d'un réseau d'antennes.

Les dernières méthodes pourraient assurément être rangées dans la même catégorie puisqu'elles font toutes les deux appel à plusieurs antennes. De plus, les antennes sectorielles sont souvent elles-mêmes composées de réseaux d'éléments rayonnants. La distinction est faite ici par la capacité ou non à utiliser plusieurs antennes pour chaque direction pointée.

Cette section propose donc de mettre en avant les avantages et inconvénients de chaque méthode ainsi que le type d'antennes auquel elle fait appel. Par ailleurs, il est important de rappeler que le pointage ne sera assuré qu'en azimut, sans compensation de l'attitude des plateformes.

#### Pointage mécanique

Cette méthode consiste à monter une antenne directive sur une liaison pivot commandée en tension. Cette liaison est assurée par un servomoteur ou par un moteur pas-à-pas (figure 4.1<sup>1</sup>). Le couple et la vitesse de ce moteur sont alors déterminés par la vitesse de pointage désirée et la masse de l'antenne. En plus de sa simplicité, cette méthode a l'avantage de ne pas présenter de temps mort pendant le pointage, celui-ci étant continu. L'ensemble moteur + antenne peut être protégé par un radôme. Toutefois, ce système présente plusieurs inconvénients :

- la réalisation d'un mode omnidirectionnel et les *sauts* de secteur sont impossibles,
- la consommation du moteur est importante (plusieurs dizaines de watts) comparativement à celle de la liaison radio,
- l'alimentation doit être assurée malgré une rotation à  $360^\circ$  du dispositif : l'utilisation de collecteurs est donc nécessaire pour éviter un enroulement du câble d'alimentation de l'antenne autour de l'axe,
- l'encombrement global et le poids du dispositif rendent l'intégration difficile sur une embarcation légère.

---

1. <http://www.jvl.dk/>



FIGURE 4.1 – Exemple de servomoteur de marque JVL

Les antennes à ouvertures peuvent être citées parmi les éléments rayonnants pouvant être montés sur un moteur d'azimut. En prenant l'exemple d'un cornet pyramidal (figure 4.2) à 2,3 GHz, un gain de 12,5 dBi est obtenu avec une diagonale d'environ 30 cm. Les ouvertures à  $-3$  dB en élévation et en azimut du faisceau sont alors respectivement de  $60^\circ$  et  $30^\circ$ .

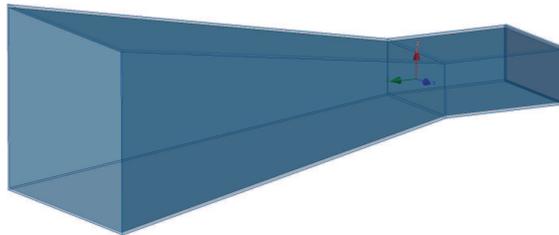


FIGURE 4.2 – Exemple de cornet pyramidal, image HFSS<sup>©</sup>

L'utilisation d'un réseau linéaire horizontal d'antennes plaquées (patches, dipôles, ...) peut également être envisagée. Les dimensions en hauteur et en largeur sont alors similaires mais la profondeur est bien plus faible : quelques centimètres contre quelques dizaine de centimètres pour le cornet. En outre, les degrés de liberté pour sélectionner finement l'ouverture du lobe principal sont plus faibles. Enfin, l'encombrement du système complet – en incluant le moteur, l'antenne directive et éventuellement un radôme – est très important pour une embarcation légère.

### Commutation d'antennes sectorielles

La commutation d'antennes sectorielles permet de s'affranchir du moteur d'azimut en répartissant autant d'antennes que nécessaire pour une couverture à  $360^\circ$ .

#### 4.1. SÉLECTION D'ANTENNES ADAPTÉES AUX PLATEFORMES

L'antenne pointant dans la bonne direction est active alors que les autres sont éteintes. Le procédé le plus simple consiste à utiliser des commutateurs RF (figure 4.3<sup>2</sup>) placés juste avant les antennes.

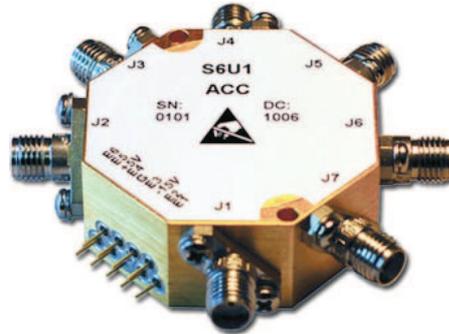


FIGURE 4.3 – Exemple de commutateur RF de marque Aeroflex

Avec cette méthode, il n'est pas nécessaire de co-localiser les différents secteurs qui peuvent donc être répartis sur toute la plateforme. Cette méthode présente néanmoins quatre inconvénients majeurs :

- les éléments directifs permettant de réaliser un gain supérieur à 10 dBi sont encombrants aux fréquences considérées comme cela a été montré pour le pointage mécanique,
- les pertes d'insertion des commutateurs sont importantes car généralement comprises entre 2 et 3 dB en fonction de la technologie et du nombre de sorties,
- l'utilisation des commutateurs RF nécessite un compromis entre tenue en puissance et rapidité de commutation en fonction de la technologie – mécanique ou électronique – employée.

Concernant le premier point, il faut 18 secteurs de 20° pour une couverture complète avec 3 dB de perte au seuil de commutation (*cross-over*). La co-localisation de tous ces éléments est donc difficilement envisageable sur une embarcation légère. Pour le dernier point, il faut en effet choisir entre :

- une commutation rapide ( $10^{-7}$  s) et une tenue en puissance faible (jusqu'à quelques Watts) pour les commutateurs électroniques,
- une commutation plus lente ( $10^{-5}$  s) mais une tenue en puissance de plusieurs dizaines de Watts pour les commutateurs mécaniques.

Il est important de noter que ce temps de commutation doit être considéré comme un temps mort pendant lequel tout paquet émis est perdu. Par ailleurs, une solution alternative consiste à placer l'amplification de puissance après le commutateur. La consommation d'énergie est alors multipliée par le nombre de secteurs puisque la rapidité de commutation nécessite un maintien sous tension permanent des amplificateurs.

2. <http://www.aeroflex.com/ams/acc/micro-ACC-Prds-switches.cfm>

### Utilisation d'un réseau d'antennes

Comme cela a été évoqué précédemment, la mise en réseau d'éléments rayonnants offre la possibilité d'obtenir une structure directive. Les techniques de pointage présentées ci-dessous se distinguent de la commutation d'antennes sectorielles par l'utilisation d'éléments rayonnants faiblement directifs, déjà à même de couvrir les 360° d'azimut. Le réseau peut alors être reconfiguré pour changer de secteur.

Les propriétés du réseau sont obtenues par sommation des champs produits par les différents éléments. Le diagramme de rayonnement peut alors être altéré en modifiant les pondérations complexes d'alimentation des antennes (amplitude et phase). Ainsi, le pointage peut être assuré sans ajouter de dispositif mécanique et sans multiplier le nombre de secteurs. Il existe plusieurs méthodes pour commander cette altération du diagramme de rayonnement. Elles sont ici rangées dans deux catégories :

- la commutation de faisceaux,
- la formation de faisceaux.

La première suppose donc qu'un nombre limité de faisceaux est disponible ; le pointage est alors discret. La seconde est plus flexible et permet un pointage continu. Il est intéressant de noter que certains dispositifs prévus pour un pointage continu peuvent s'apparenter à de la commutation puisqu'un nombre fini de distributions d'alimentation peut être enregistré.

La commutation de faisceaux fait généralement appel à un réseau d'alimentation appelée matrice<sup>3</sup>. Cette dernière, dont le fonctionnement est illustré par la figure 4.4, présente plusieurs ports d'entrée/sortie [73]. À l'émission, la sélection d'un port permet d'obtenir une distribution amplitude/phase pointant le réseau dans une certaine direction. En réception, il suffit de sélectionner le port qui offre la combinaison souhaitée par rapport à l'orientation des plateformes. Cette méthode se rapproche donc de la commutation de secteurs puisqu'elle nécessite l'emploi de commutateurs RF. Toutefois, elle permet d'en supprimer la plupart des inconvénients. En revanche, la complexité est reportée sur la phase de conception de la matrice dont les dimensions peuvent être imposantes, voir plus importantes que le réseau d'antennes. Enfin, la commutation d'éléments parasites offre une alternative intéressante puisqu'elle permet de s'affranchir des commutateurs RF. Un seul élément est alors alimenté, les autres éléments jouant le rôle de réflecteurs ou de directeur [74][75]. Cette méthode sera également abordée dans le cas de la formation de faisceau.

La formation de faisceaux s'appuie sur des dispositifs micro-ondes ou numériques pour faire varier continuellement les pondérations complexes d'alimentation des éléments d'un réseau. Elle se distingue des autres techniques de pointage par

---

3. La plus connue étant la matrice de Butler. Les matrices de Blass et de Nolen peuvent également être citées [72].

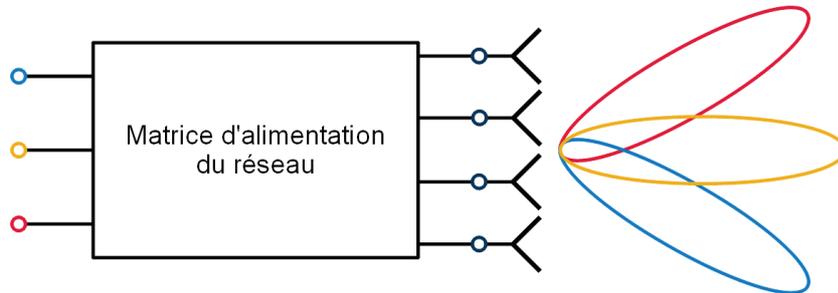


FIGURE 4.4 – Principe de la commutation de faisceaux, illustration du fonctionnement d’une matrice d’alimentation d’un réseau de 4 antennes : la sélection du port d’entrée commande le pointage du faisceau

la possibilité de placer des *zéros* du diagramme de rayonnement dans la direction de possibles interférences. Elle est traditionnellement plus coûteuse que la commutation de faisceaux puisqu’elle nécessite la multiplication des frontaux RF ou des voies d’émission/réception. Toutefois, la diminution du coût des composants associée aux progrès technologiques rendent la formation de faisceaux de plus en plus accessible. Dans [76], Ohira distingue 5 architectures en fonction de la technique utilisée pour modifier les pondérations. Une brève description de celles-ci est proposée ci-dessous.

- **La formation numérique de faisceaux (*Digital Beam Forming* – **DBF**)** : la conversion numérique/analogique (émission) ou analogique/numérique (réception) est effectuée au plus près des antennes après une transposition de fréquence. La formation des faisceaux est ainsi réalisée dans le domaine numérique à l’aide d’un circuit dédié.
- **La formation de faisceaux par des dispositifs micro-ondes (*Micro-wave Beam Forming* – **MBF**)** : le calcul des phases et amplitudes d’alimentation est toujours effectué de manière numérique mais l’application des poids et la sommation des signaux sont faites dans le domaine analogique. Cette technique permet de réduire l’encombrement et la consommation et d’augmenter la dynamique par rapport au système DBF.
- **La formation de faisceaux au niveau des oscillateurs locaux (*Local Beam Forming* – **LBF**)** : cette méthode est une alternative à la précédente avec une application de déphasages sur la liaison entre l’oscillateur local et le mélangeur. Elle permet de réduire les pertes et non-linéarités introduites par les déphaseurs puisque ceux-ci ne sont plus sur le trajet RF. En outre, il n’est plus possible de modifier dynamiquement les amplitudes d’alimentation. De plus, cette architecture nécessite une puissance plus importante en sortie de l’oscillateur local. Enfin, il faut disposer d’autant de mélangeurs que d’éléments rayonnants.
- **La formation de faisceaux par des éléments parasites (*Aerial Beam Forming* – **ABF**)** : elle s’appuie sur le phénomène d’altération du diagramme de rayonnement d’une antenne par la présence d’éléments para-

sites [77]. Les antennes ESPAR (*Electronically Steerable Passive Array Radiator*), dont le principe est illustré par la figure 4.5, dépointent grâce à une variation des réactances de charge des parasites.

- **La formation de faisceaux dans le domaine optique (*Optical Beam Forming* – OBF)** : le signal électrique est converti en signal optique pour appliquer les poids dans ce domaine. Cette architecture a l'avantage d'être résistante aux interférences et d'autoriser la délocalisation des émetteur/récepteur grâce à l'utilisation de fibres optiques. Toutefois, c'est une technique couteuse dont les performances dépendent des convertisseurs électro-optiques.

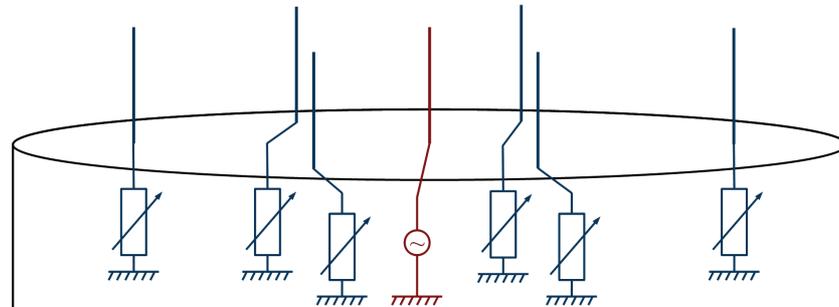


FIGURE 4.5 – Principe des antennes ESPAR, seul l'élément central (en rouge) est alimenté alors que les autres éléments sont soumis à une réactance variable qui modifie le pointage du réseau

Ce tour d'horizon des méthodes de pointage s'appuyant sur un réseau d'antenne montre qu'il existe des solutions permettant de s'affranchir de inconvénients associés au pointage mécanique et à la commutation d'antennes sectorielles. En revanche, les réseaux nécessitent une co-localisation des antennes et donc un emplacement dégagé de tout obstacle sur les plateformes. Pour finir, ces dispositifs peuvent être associés à des algorithmes de recherche de la direction d'arrivée<sup>4</sup> (*Direction Of Arrival* – DOA) ou de formation de faisceaux pour rendre le système autonome. L'ensemble constitue alors une antenne intelligente (*Smart Antenna*).

### 4.1.3 Détermination d'une structure adaptée au navire support

Le navire support est un bâtiment de surface de taille moyenne à importante qui comporte de nombreux systèmes devant cohabiter. La figure 4.6 en donne une illustration avec la FRÉgate Multi-Mission (FREMM) de DCNS.

---

4. Pour cela, une liaison du navire support à l'embarcation (en *duplex*) est nécessaire.



FIGURE 4.6 – Vue de profil d'une Frégate Multi-Mission de DCNS

### Premières contraintes d'intégration

Pour des fréquences de plusieurs centaines de MHz et au-delà, la première difficulté rencontrée est la détermination d'un emplacement avantageux pour les antennes. En effet, elles ne doivent pas être masquées par les superstructures du navire. La co-localisation des éléments rayonnants nécessite donc un emplacement dégagé de tout obstacle en azimut. De plus, la proximité de structures métalliques est susceptible de désadapter les antennes et d'altérer leur diagramme de rayonnement. Les figures 4.7a à 4.7c illustrent cela avec une antenne biconique (110 à 500 MHz)<sup>5</sup>. Malgré son emplacement privilégié, le diagramme de rayonnement de l'antenne est fortement perturbé. Ainsi, le seul emplacement qui garantisse à la fois un faible niveau de pertes et un dégagement de tout obstacle est la tête du mât de communications. Or, cet emplacement n'est pas disponible car réservé à d'autres systèmes.

Ce problème permet d'introduire la deuxième contrainte d'intégration : le respect de la Compatibilité Électro-Magnétique (CEM). En effet, le rayonnement ne doit pas altérer les performances des systèmes fonctionnant dans les mêmes gammes de fréquences. De plus, le respect de la CEM permet de minimiser le niveau de bruit comme cela a été évoqué dans la section 3.1.2.

### Sélection du type de structure

Ces quelques remarques préliminaires montrent qu'il n'est pas possible d'employer un dispositif constitué d'éléments co-localisés. La deuxième méthode de pointage permet alors une répartition de secteurs sur le navire support. Ces secteurs peuvent être constitués de réseaux planaires au diagramme de rayonnement adapté à leur emplacement et au secteur qui leur est alloué. Plaqués sur la coque ou sur les massifs du navire, de tels secteurs ont alors un rayonnement moins perturbé par les superstructures. De surcroît, l'interaction avec les autres systèmes est minimisée. Le tableau 4.1 donne les performances théoriques de secteurs constitués

---

5. Ces figures sont obtenues par simulation électromagnétique à partir d'un logiciel développé et mis en œuvre par le groupe responsable de la CEM à DCNS.

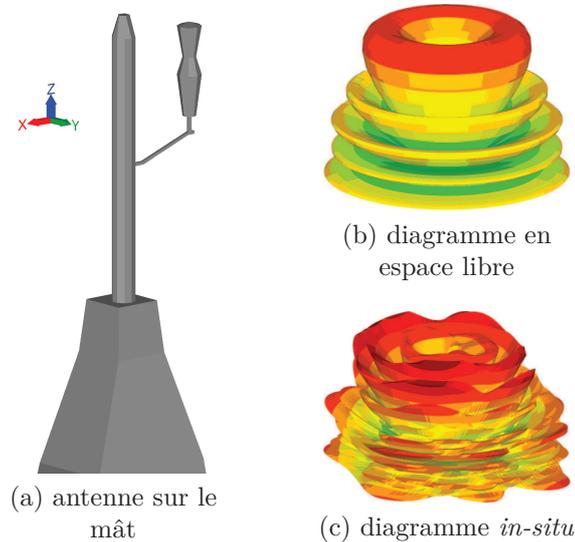


FIGURE 4.7 – Effet de l’intégration des antennes sur une mâture, le diagramme de rayonnement de l’antenne est fortement altéré par la proximité du mât

de réseaux planaires de patches (polarisés verticalement) en fonction du nombre d’éléments rayonnants et de l’ouverture à  $-3$  dB du lobe principal. Ces données approximatives sont obtenues par des relations analytiques donnant les performances du patch seul et en réseau ainsi que les dimensions avec un plan de masse. Les éléments rayonnants sont espacés de  $\lambda/2$  et les dimensions sont données à titre indicatif, à 2,3 GHz et en incluent le plan de masse qui déborde de  $\lambda/4$  autour du réseau.

$n_l$	$n_h$	Dimensions approx. en cm (l×h)	Ouverture $-3$ dB en azimut	Ouverture $-3$ dB en élévation	Gain en dBi
1	1	8,4 × 7,6	77,8°	92,3°	7,1
1	2	8,4 × 14,1	77,8°	50,1°	9,4
1	3	8,4 × 20,6	77,8°	33,6°	11,1
2	1	14,9 × 7,6	47,3°	92,3°	9,0
2	2	14,9 × 14,1	47,3°	50,1°	11,7
2	3	14,9 × 20,6	47,3°	33,6°	13,3
3	1	21,4 × 7,6	32,8°	92,3°	10,6
3	2	21,4 × 14,1	32,8°	50,1°	13,25
3	3	21,4 × 20,6	32,8°	33,6°	14,9

Tableau 4.1 – Caractéristiques de réseaux planaires de patches rectangulaires en fonction du nombre d’éléments en largeur ( $n_l$ ) et en longueur ( $n_h$ )

#### 4.1. SÉLECTION D'ANTENNES ADAPTÉES AUX PLATEFORMES

L'ouverture en azimut doit être choisie en fonction du secteur à couvrir et donc, en fonction du nombre de secteurs qui sera intégré sur la plateforme. Or, les possibilités d'intégration varient beaucoup d'une plateforme à l'autre. D'une manière générale, moins d'une dizaine de secteurs peut être raisonnablement installée. En outre, les navires de taille importante ont une attitude face à la houle moins marquée qu'une embarcation légère. L'ouverture en élévation peut donc être réduite pour gagner en directivité. De plus, pour des distances entre les plateformes supérieures à une centaine de mètres, la position des secteurs sur le navire support a peu d'influence sur les dépointages subis. Ce résultat obtenu par des simulations à l'aide de l'outil décrit dans la partie 3.2 du chapitre 3 montre qu'une spécification à partir des données d'attitude peut être reportée sur tous les secteurs, quelle que soit leur position.

#### Solution proposée en exemple

Une solution adaptable à divers bâtiments de surface en fonction de leur taille et de la place disponible est proposée ici. Elle est basée sur un nombre maximal de 6 secteurs composés chacun d'un réseau planaire de 6 dipôles plaqués (figure 4.8). Les secteurs ont alors une dimension d'environ 30 cm de côté pour 4 cm d'épaisseur. Lorsque les dipôles sont alimentés avec une distribution uniforme en phase et en amplitude, le gain réalisé maximal est de 12,1 dBi. La figure 4.9 donne le diagramme 3D correspondant, obtenu par une simulation sous HFSS<sup>®</sup>. L'ouverture à  $-3$  dB en élévation et en azimut sont respectivement de  $32^\circ$  et  $64^\circ$ .

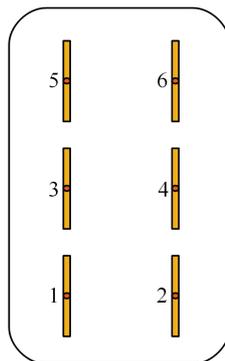


FIGURE 4.8 – Schéma d'un secteur composé de 6 dipôles plaqués, le plan de masse se situe à  $\lambda/4$  en arrière des dipôles

Si l'intégration de 6 secteurs est permise, deux réseaux couvrent chacun les  $60^\circ$  des secteurs avant et arrière. Ensuite deux réseaux sont placés sur tribord et 2 réseaux sur bâbord. Pour que deux réseaux placés d'un même côté couvrent des secteurs différents, une distribution de phase leur est appliquée pour les dépointer de  $30^\circ$  dans des directions opposées. Avec un espacement inter élément de  $\lambda/2$ , cela revient à appliquer un simple déphasage de  $90^\circ$  à l'excitation pour tous les

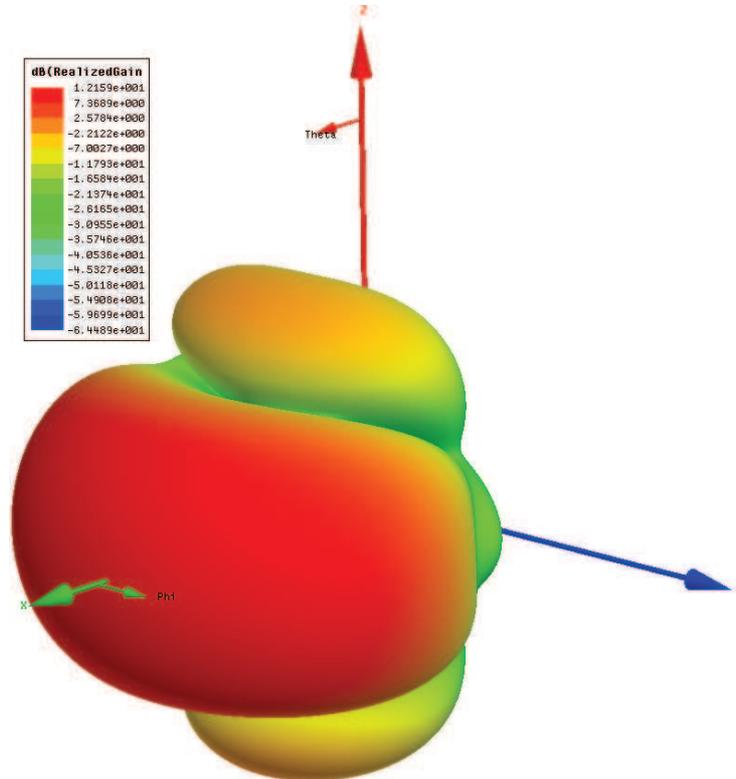


FIGURE 4.9 – Diagramme de rayonnement en gain réalisé de la solution proposée pour le navire support, obtenu par une simulation sous HFSS<sup>©</sup> avec une distribution d'alimentation uniforme en amplitude et en phase

éléments d'une même colonne (cf. figure 4.8). Les performances du réseau reste pratiquement les mêmes puisque les éléments rayonnants choisis sont peu directifs. Si seulement 4 secteurs peuvent être intégrés, il suffit alors d'éteindre toute une colonne d'éléments pour augmenter l'ouverture en azimuth du faisceau. Il n'y alors plus qu'un secteur pour chaque flanc du navire et le gain est globalement diminué de 2 à 3 dB. Enfin si le navire a une attitude qui ne permet pas une ouverture de seulement  $32^\circ$  en élévation, il suffit alors d'éteindre la dernière ou la première rangée d'éléments. L'ouverture à  $-3$  dB en élévation est alors de  $47^\circ$ .

#### 4.1.4 Mise en œuvre

Plus les secteurs comporteront d'éléments rayonnants, plus les possibilités de pointage seront accrues. Ainsi, la pose d'un secteur sur un plan incliné – caractéristique des navires furtifs – engendre un dépointage en élévation qui peut être compensé par une distribution d'alimentation du réseau appropriée. En alternative, l'utilisation de réseaux planaires à éléments parasites offre également la possibilité de modifier (par des potentiomètres) le diagramme en fonction de la position des secteurs. Plus généralement, il est moins coûteux de concevoir des secteurs tous

identiques mais adaptables que de développer (et qualifier) des produits spécifiques pour chaque position et chaque navire.

La dernière problématique à traiter est inhérente à l'utilisation d'antennes sectorielles réparties. L'information devant être centralisée en un même local, les câbles utilisés auront une longueur pouvant dépasser 50 mètres. Les pertes peuvent alors être très importantes. Il sera donc nécessaire de numériser l'information au plus près de l'antenne, dans le local se trouvant en arrière du secteur ou simplement au sein du secteur. L'information reçue peut alors être encapsulée dans un protocole adapté à la transmission vidéo (cf. partie 1.2) pour être acheminée ensuite par le réseau informatique du bord. Enfin, le secteur ayant reçu les données avec la meilleure confiance est sélectionné, ce qui revient à pointer le dispositif.

#### 4.1.5 Détermination d'une structure adaptée à l'embarcation légère

L'embarcation légère est un bateau de type semi-rigide similaire à celui de la figure 4.10. Elle dispose d'un arceau métallique placé vers l'arrière dont la fonction est de supporter les antennes ainsi qu'un radar de navigation.



FIGURE 4.10 – Embarcation de type semi-rigide, image Sirehna

Ce type d'embarcation peut être équipé d'un kit permettant son pilotage à distance. L'ensemble constitue alors un drone de surface (*Unmanned Surface Vehicle* – USV). Dans ce cas, la transmission de vidéo en temps réel est un organe essentiel de la commande à distance.

#### Contraintes d'intégration et sélection du type de structure

La place disponible et la consommation étant très limitées, il n'est pas possible de recourir à la solution choisie pour le navire support. Pour les mêmes raisons, l'emploi d'un moteur d'azimut est impossible. Puisque l'attitude de l'embarcation

ne permet pas de réduire suffisamment l'ouverture en élévation du faisceau, l'emploi d'un réseau directif en azimut et orientable à 360° est nécessaire. La co-localisation des éléments rayonnants est donc obligatoire. Par ailleurs, la solution choisie ne doit pas nuire à l'intégration du radar de navigation.

### Limites d'exposition aux rayonnements électromagnétiques

Lorsque le semi-rigide embarque du personnel, celui-ci ne doit pas être exposé à des niveaux de champ électromagnétique qui dépassent les préconisations de l'Organisation Mondiale de la Santé (OMS). Le niveau de champ électrique (hors régime impulsif) ne doit pas dépasser 61 V/m pour le grand public et 137 V/m pour les professionnels, pour toute fréquence comprise entre 2,1 et 300 GHz [78]. La distinction entre grand public et professionnels tient ici à l'intégration ou non des personnes fragiles telles que les enfants ou les personnes âgées. Le niveau de champ électrique est calculé par l'équation 2.7 rappelée ci-dessous. Il doit ensuite être moyenné sur tout le corps.

$$E = \frac{1}{r} \sqrt{30P_e G_e} \quad (4.8)$$

La personne la plus proche de l'antenne est le pilote qui se trouve à une distance minimale de 40 cm de l'antenne. Pour une telle distance, la PIRE maximale est de 19,8 W pour le grand public et de 101,1 W pour des professionnels. Avec une puissance d'émission de 20 W, un dipôle suffit déjà à dépasser le seuil limite du grand public. En tenant compte du champ électrique moyen sur une personne à une distance comprise entre 40 cm et 1,60 m, la PIRE maximale passe à 138,9 W pour le grand public et 700,8 W pour les professionnels. Avec une antenne ayant un gain de 12 dBi, cela correspond à une puissance d'émission maximale de 8,8 W pour le grand public et 44,2 W pour les professionnels. Si ces seuils semblent autoriser l'utilisation d'une structure rayonnante ayant un gain de 12 dBi pour une puissance émise de 20 W, la tête du pilote est principalement exposée. Il serait donc intéressant que la structure puisse avoir un mode omnidirectionnel (avec un gain proche de celui du dipôle) et une ouverture en élévation réduite autant que possible. En effet, cela permettrait d'être sûr de respecter les normes de l'OMS lorsque du personnel est présent à bord de l'embarcation.

### Mécanismes du pointage

La structure d'émission ne peut être pointée aussi aisément que celle de réception. La solution la plus simple consiste alors à utiliser une liaison du navire support jusqu'à l'embarcation pour que cette dernière puisse estimer la direction d'arrivée [79], afin de retransmettre dans la même direction. Une autre solution consiste à exploiter les données de navigation (position, vitesse, ...) des plateformes. Le navire support peut alors calculer l'angle de pointage de la structure d'émission pour la transmettre à l'embarcation. Cette deuxième solution a l'avantage de ne pas nécessiter de liaison dans la même gamme de fréquences que celle

qui va de l'embarcation au navire support. Elle requiert en outre une transmission des données de navigation de l'embarcation au navire support en même temps que la vidéo.

Lorsque la liaison est perdue, - pour cause de portée limite atteinte, à cause des évanouissements ou de phénomènes de masquage – la possibilité de passer en mode omnidirectionnel pour échanger les données en bas débit est indispensable.

### **Solution retenue**

Pour toutes les raisons évoquées dans cette section, l'utilisation d'un réseau circulaire apparaît avantageuse. En effet, cette topologie garantit une uniformité des faisceaux à 360° par sa symétrie circulaire et autorise également l'exploitation d'un mode omnidirectionnel [80]. En revanche, une structure permettant l'intégration d'un radar de navigation et l'optimisation de son ouverture en élévation doit être conçue.

#### **4.1.6 Conclusions sur la sélection de structures adaptées**

L'exposé des méthodes de pointage des structures rayonnantes directives a permis d'identifier des solutions avantageuses, tant pour l'embarcation légère que pour son navire support. Pour ce dernier, la répartition d'antennes sectorielles adaptables à leur emplacement a été proposée. Ces secteurs pourront être constitués de dispositifs micro-ondes simples permettant de les reconfigurer. Une numérisation de l'information au niveau des secteurs ou dans le local situé en arrière de la cloison sur laquelle ils sont apposés semble nécessaire. En effet, cela permettrait de minimiser les pertes dans les câbles et ainsi, de minimiser le niveau de bruit. Par ailleurs, la variation probable du nombre et de la hauteur des secteurs montre que les performances de la liaison dépendront du type de plateforme jouant le rôle de navire support.

Pour l'embarcation légère, il semble qu'une co-localisation d'éléments rayonnants faiblement directifs soit nécessaire. Mis en réseau suivant une topologie circulaire, ils autorisent un fonctionnement en mode omnidirectionnel et mode pointé. Cette diversité de fonctionnement permet alors une recherche de correspondant en cas de coupure. En outre, la structure devra faciliter l'intégration d'un radar de navigation et avoir une ouverture en élévation aussi réduite que possible afin de minimiser l'exposition des personnes aux rayonnements électromagnétiques.

## 4.2 Conception d'une structure pour embarcation légère

Une structure rayonnante adaptée aux besoins et aux contraintes identifiés précédemment a été conçue dans le cadre des travaux de recherche présentés ici. Cette section est dédiée à la description des différentes étapes de sa conception. Avant tout, le tableau 4.2 rappelle les données initiales constituant le cahier des charges.

Fréquence centrale	Bande passante	Gain réalisé maximal	Ouverture en élévation	Polarisation
2,3 GHz	<5 %	>12 dBi	60°	Verticale

Tableau 4.2 – Données initiales pour la conception de la structure, l'ouverture en élévation désigne l'ouverture à  $-3$  dB du lobe principal

La fréquence centrale a été choisie parmi les fréquences disponibles parce qu'elle représente un bon compromis entre dimensions des antennes directives et qualité du bilan de liaison. La bande passante n'est pas un facteur limitant puisqu'il s'agit d'une liaison en bande étroite. Toutefois, une largeur de bande importante pourrait faciliter la mise en place ultérieure d'une liaison en *duplex*. L'ouverture en élévation est limitée par l'attitude de l'embarcation qui peut faire endurer à la structure des dépointages de  $30^\circ$  (cf. section 3.3.2). En revanche, l'ouverture en azimut n'est pas spécifiée ici car elle dépend de la complexité de la structure et des performances du dispositif de pointage. Enfin, la polarisation verticale est sélectionnée car elle permet d'obtenir les évanouissements les moins profonds (cf. section 2.2.5).

Une solution s'appuyant sur un réseau circulaire a été proposée à la lumière, cette fois, des contraintes d'intégration au porteur. Au premier ordre, les réseaux d'antennes sont caractérisés par le nombre et l'agencement des éléments rayonnants (dipôles, monopôles, patchs, ...). La somme de leur contribution permet d'obtenir des propriétés de rayonnement qui peuvent être altérées en faisant varier leur excitation. En considérant une certaine topologie d'éléments isotropes, un facteur de réseau est obtenu. En négligeant les phénomènes de couplage, le diagramme de rayonnement du réseau est généré en multipliant ce facteur de réseau par le diagramme de rayonnement des antennes. Dans un premier temps, il est ainsi possible d'optimiser séparément la topologie du réseau (nombre d'éléments, espacement, ...) et les éléments qui le constituent. La structure complète peut ensuite être optimisée en considérant les performances globales et les phénomènes de couplage.

### 4.2.1 Synthèse du réseau circulaire

La topologie du réseau est dans un premier temps étudiée afin d'optimiser le nombre et l'espacement des éléments rayonnants. Cette optimisation vise à évaluer le rapport entre performances et encombrement, à minimiser le niveau des lobes secondaires et des variations d'amplitude en mode omnidirectionnel.

#### Facteur de réseau

La géométrie du réseau circulaire et les différents paramètres associés sont décrits par la figure 4.11. Grâce à sa symétrie, cette topologie est particulièrement intéressante pour les structures devant autoriser un pointage de  $0^\circ$  à  $360^\circ$  tout en conservant les mêmes caractéristiques de rayonnement. De plus, elle autorise un mode omnidirectionnel en azimut par une excitation en phase des éléments rayonnants.

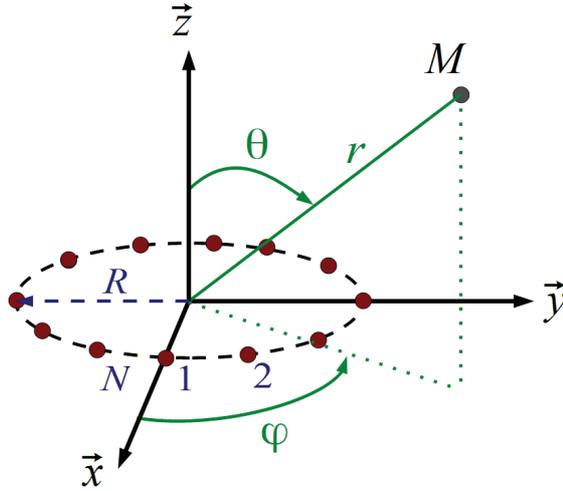


FIGURE 4.11 – Géométrie du réseau circulaire,  $\theta$  et  $\varphi$  désignent ici les angles en élévation et en azimut respectivement

Le champ électrique résultant au point  $M$  est obtenu par la somme vectorielle des contributions de chaque élément. Le facteur de réseau est ensuite déterminé en normalisant ce champ résultant par rapport au centre de la structure. L'équation 4.9 donne l'expression du champ électrique en fonction du facteur de réseau  $AF$ . Elle est obtenue avec des éléments isotropes et après quelques simplifications valables en champ lointains [70].

$$\underline{E}(r, \theta, \varphi) = \frac{e^{-jkr}}{r} [AF(\theta, \varphi)] \quad (4.9)$$

Avec :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{jkR \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n)} \quad (4.10)$$

CHAPITRE 4. ÉTUDE ET RÉALISATION DE STRUCTURES  
RAYONNANTES ADAPTÉES AUX PLATEFORMES

---

Dans ces expressions,  $k$  correspond à la constante de propagation en espace libre, telle que  $k = 2\pi/\lambda$ .  $R$  et  $N$  sont respectivement le rayon et le nombre d'éléments du réseau. La distribution d'excitation est représentée par le coefficient complexe  $a_n$  (en Volt ici). Comme  $\varphi_n$  représente la position azimutale de l'élément  $n$ , le réseau peut être pointé dans la direction  $(\theta_0, \varphi_0)$  en annulant le terme en exponentielle pour cette direction. Soit :

$$\arg(a_n) = -kR \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n) \quad (4.11)$$

Cela revient à appliquer des retards de phase qui compensent la différence de marche entre les trajets issus des différentes sources. Une mise en œuvre sous MATLAB<sup>®</sup> donne un exemple de facteur de réseau à 12 éléments avec un espacement de  $0,65\lambda$ , en mode omnidirectionnel (figure 4.12a) et en mode pointé à l'azimut  $0^\circ$  (figure 4.12b).

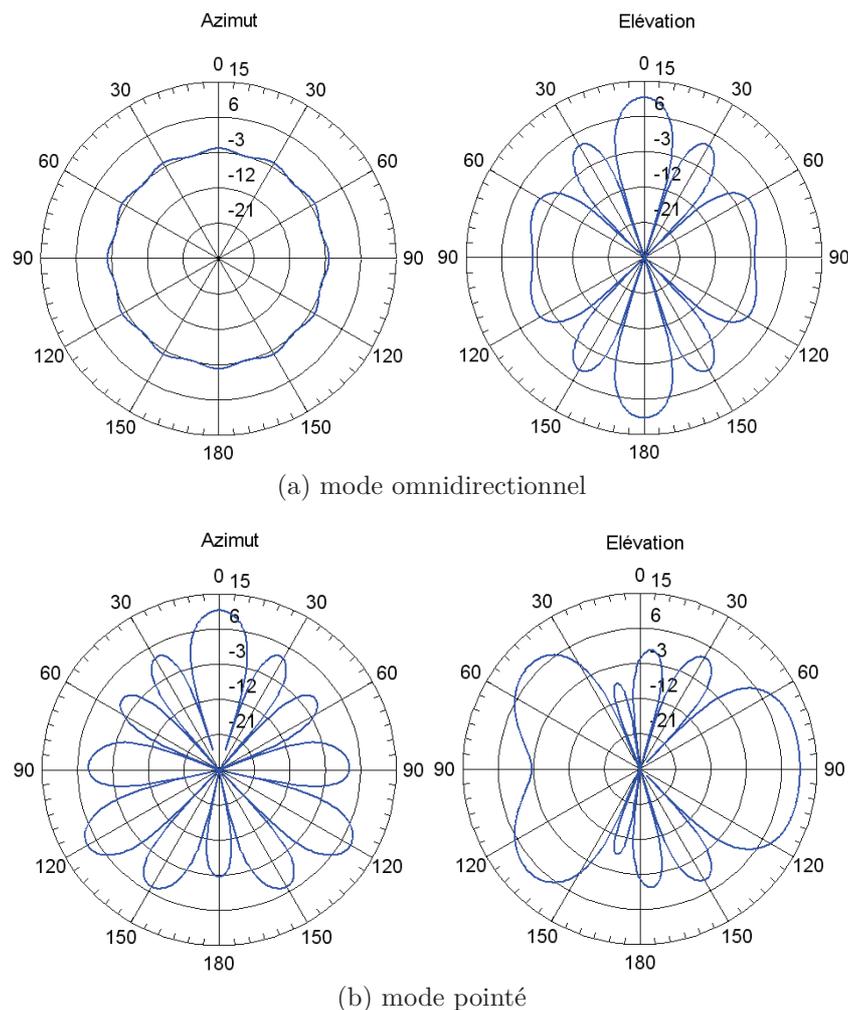


FIGURE 4.12 – Facteur de réseau circulaire à 12 éléments, espacement de  $0,65\lambda$

## 4.2. CONCEPTION D'UNE STRUCTURE POUR EMBARCATION LÉGÈRE

Dans le plan azimutal, le rayonnement du mode omnidirectionnel est faible<sup>6</sup> avec un niveau moyen de  $-2,5$  dBi et des variations d'amplitude de  $\pm 0,6$  dBi. Ce mode étant obtenu par une excitation uniforme en amplitude et en phase des éléments rayonnants, il n'est pas possible de corriger ce défaut en modifiant l'excitation. Il est donc nécessaire de déterminer la combinaison du nombre et de l'espacement des éléments qui optimise les performances du réseau. En mode pointé, les lobes secondaires sont ici proéminents avec seulement 2 dB d'écart entre le lobe principal et les lobes à  $120^\circ$ . Ces résultats peuvent s'expliquer de manière plus complète à l'aide de la théorie des modes de phase [80]. En effet, cette théorie identifie la cause des fluctuations d'amplitude à l'existence de modes parasites. Aussi, montre-t-elle la difficulté à prédire l'occurrence de ces phénomènes en fonction du nombre d'éléments et de leur espacement.

### Détermination de nombre et de l'espacement des éléments

Un script sous MATLAB<sup>®</sup> a été créé pour observer différentes caractéristiques du réseau en fonction du nombre d'éléments  $N$  et de l'espacement  $d_n$  pour les deux modes de fonctionnement. Afin de restreindre le champ à quelques dimensions d'intérêt, une première étude de la valeur maximale du facteur de réseau en fonction de  $N$  et  $d_n$  est conduite. Celle-ci montre que dans une première approche, la valeur maximale en mode pointé dépend très peu de l'espacement inter éléments. Cette valeur maximale est consignée dans le tableau 4.3 où elle est calculée en fonction du nombre d'éléments. Le rayon du réseau à 2,3 GHz pour un espacement de  $0,5\lambda$  y est également mentionné.

Ainsi, en utilisant des dipôles de gain 2,1 dBi et un réseau à 16 éléments, un gain maximal de  $12,0 + 2,1 = 14,1$  dBi est obtenu en théorie. D'autre part, le gain apporté par le réseau augmente de moins en moins à mesure que des éléments rayonnants sont ajoutés. En effet, la contribution d'un nouvel élément diminue en proportion lorsque  $N$  croît. Pour obtenir un gain supérieur à 12 dBi en tenant compte des pertes d'un éventuel dispositif d'alimentation du réseau, un nombre minimum de 14 éléments est nécessaire. Ensuite, il est intéressant de considérer un réseaux à 16 éléments ( $2^4$ ) car un nombre en puissance de 2 permet de simplifier certaines architectures de réseau d'alimentation. En conclusion, les réseaux à 14, 15 et 16 éléments sont retenus pour la suite de l'analyse.

Pour de tels nombres d'éléments, il convient maintenant de déterminer les espacements qui engendrent un rayonnement dans le plan azimutal satisfaisant en mode omnidirectionnel. La figure 4.13 montre la valeur moyenne du facteur de réseau dans le plan azimutal et dans ce mode en fonction de l'espacement normalisé par rapport à la longueur d'onde. Ce résultat prouve qu'il existe des intervalles pour lesquels le réseau présente un facteur au moins supérieur à 0 dB. En outre,

---

6. En fait, ce réseau privilégie un rayonnement dans la direction de  $\vec{z}$ .

CHAPITRE 4. ÉTUDE ET RÉALISATION DE STRUCTURES  
RAYONNANTES ADAPTÉES AUX PLATEFORMES

---

Nombre d'éléments	Valeur maximale en dB	Rayon du réseau en cm
4	6,0	4,6
5	7,0	5,2
6	7,8	6,2
7	8,5	7,3
8	9,0	8,3
9	9,5	9,3
10	10,0	10,4
11	10,4	11,4
12	10,8	12,5
13	11,1	13,5
14	11,5	14,5
15	11,8	15,6
16	12,0	16,6
17	12,3	17,6
18	12,6	18,7
19	12,8	19,7
20	13,0	20,8
...	...	...
32	15,0	33,2

Tableau 4.3 – Valeur maximale du facteur de réseau en mode pointé et rayon à 2,3 GHz et  $d_n = 0,5\lambda$

certaines combinaisons entre  $N$  et  $d_n$  semblent très défavorables. Pour illustrer ce résultat, la figure 4.14a présente le facteur de réseau en élévation à 14 éléments pour un mauvais choix d'espacement et la figure 4.14b pour un bon choix. Comme le montre la figure 4.14a, une mauvaise distance inter élément conduit à une extinction du lobe centré sur  $\theta = 90^\circ$ . Or, l'objectif est d'avoir un mode omnidirectionnel au moins aussi performant qu'un simple dipôle. Il sera donc préférable de sélectionner des intervalles pour lesquels les niveaux sont supérieurs ou égaux à 0 dB.

Il est maintenant nécessaire de contrôler l'apparition des lobes indésirables (lobes secondaires et suivants). Pour cela, une série de simulations est réalisée pour observer le niveau de ces lobes par rapport au lobe principal, en élévation (pour les deux modes) et en azimut (pour le mode pointé seulement). La figure 4.15 présente les courbes obtenues dans ce dernier cas qui apparaît être le plus limitant. D'une manière générale, il ne semble pas possible (avec une excitation uniforme en amplitude) de descendre le niveau des lobes<sup>7</sup> au-dessous de  $-7,9$  dB. Par contre, cette simulation permet de déterminer les espacements pour lesquels le niveau

---

7. Que cela soit en élévation ou en azimut.

## 4.2. CONCEPTION D'UNE STRUCTURE POUR EMBARCATION LÉGÈRE

augmente. Le tableau 4.4 donne les intervalles retenus selon tous ces critères.

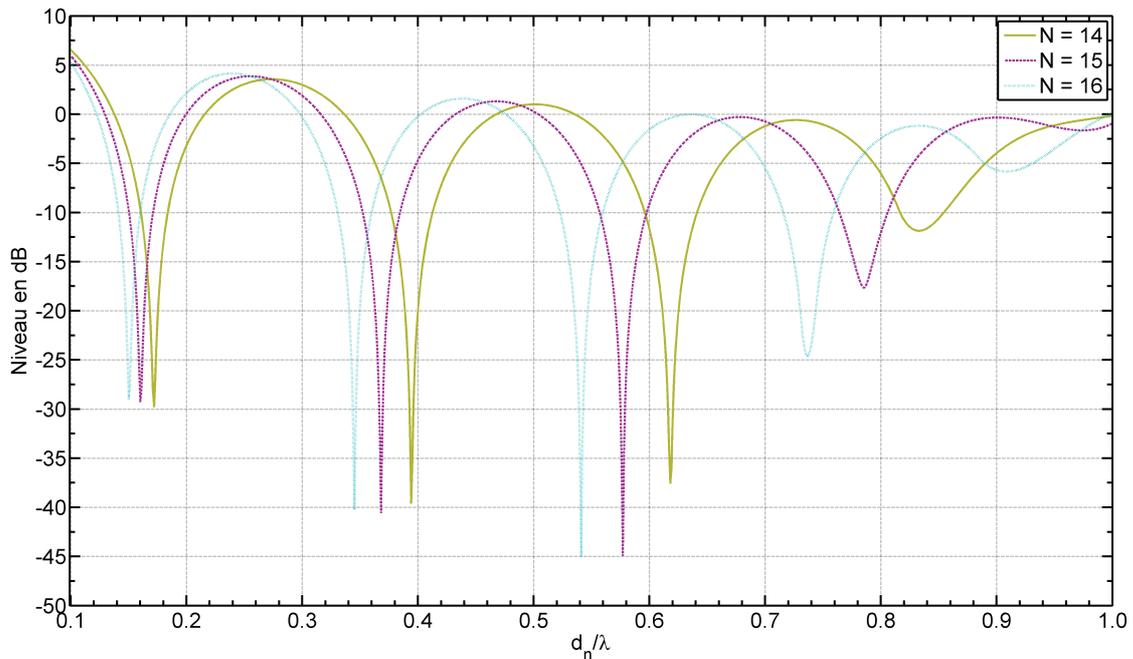


FIGURE 4.13 – Niveau moyen du facteur de réseau dans le plan azimutal en fonction de l'espacement normalisé par rapport à la longueur d'onde, mode omnidirectionnel

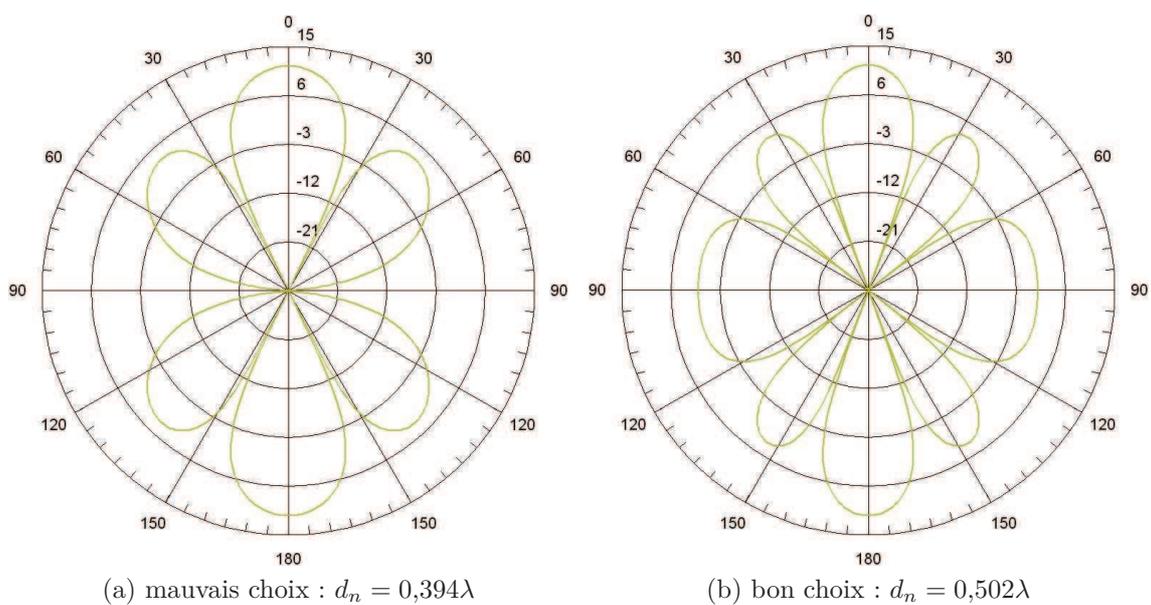


FIGURE 4.14 – Diagramme de rayonnement en élévation d'un réseau circulaire à 14 éléments, illustration de l'importance du choix de la distance inter éléments

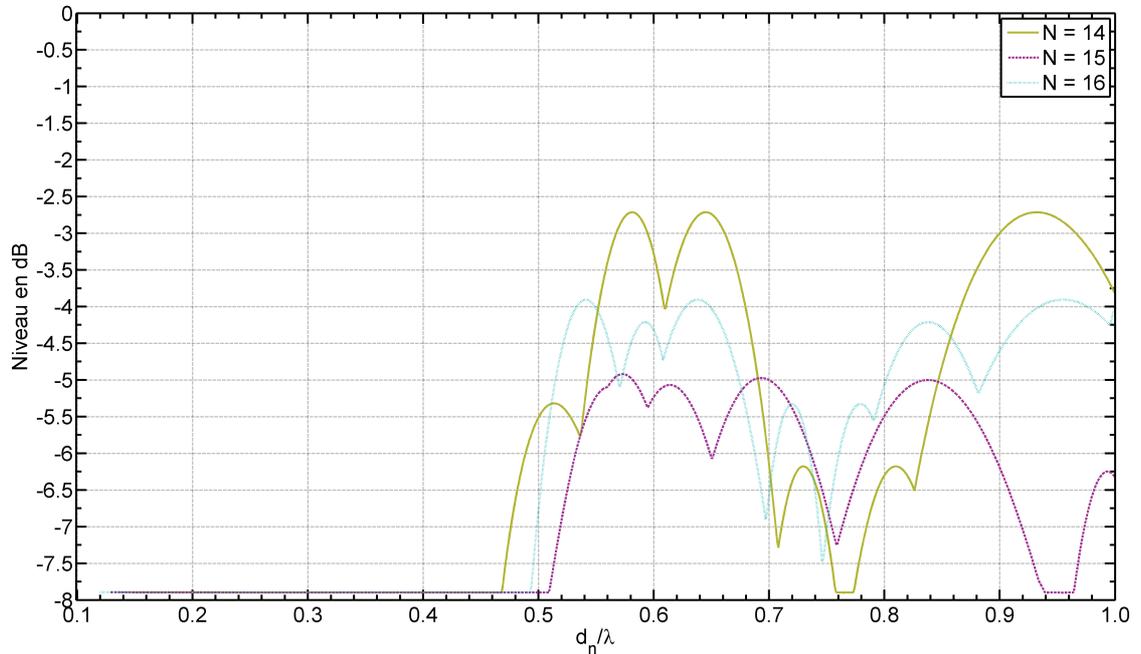


FIGURE 4.15 – Niveau maximal des lobes indésirables du réseau circulaire en mode pointé et en fonction de la distance inter éléments normalisée, calculé dans le plan azimutal

Nombre d'éléments	Premier intervalle	Second intervalle
14	$0,215\lambda-0,337\lambda$	$0,468\lambda-0,470\lambda$
15	$0,199\lambda-0,316\lambda$	$0,432\lambda-0,504\lambda$
16	$0,185\lambda-0,299\lambda$	$0,402\lambda-0,476\lambda$

Tableau 4.4 – Intervalles d'intérêt pour la distance inter éléments

Il a été évoqué précédemment que la valeur maximale du facteur de réseau ne dépend que très peu de la distance inter éléments. De plus, les résultats sont donnés ici en distances normalisées par rapport à la longueur d'onde (et donc par rapport à la fréquence). Ainsi, en se plaçant au centre d'un intervalle pour une fréquence centrale considérée, la largeur de l'intervalle définit également la largeur de bande pour laquelle le réseau aura des performances similaires. Le tableau 4.5 donne les bandes passantes qui correspondent à ces intervalles. À 2,3 GHz, 45 % de bande représente environ 1 GHz, 16 % représente 0,37 GHz tandis que 0,43 % ne représente à peine que 10 MHz.

Dans l'hypothèse où les intervalles autour de  $0,2-0,3\lambda$  engendreraient un couplage trop important, seul le second intervalle devrait être conservé. Il apparaît alors que les solutions à 15 et 16 éléments semblent les plus avantageuses.

$N$	Premier intervalle		Second intervalle	
	Valeur centrale	Largeur de bande	Valeur centrale	Largeur de bande
14	$0,276\lambda$	44,2 %	$0,469\lambda$	0,43 %
15	$0,258\lambda$	45,4 %	$0,468\lambda$	15,4 %
16	$0,242\lambda$	47,1 %	$0,439\lambda$	16,9 %

Tableau 4.5 – Valeurs centrales des intervalles d'intérêt et largeurs de bande correspondantes

### Vérification avec des éléments directifs

Pour terminer cette synthèse du réseau circulaire, il est judicieux d'étudier le cas d'une intégration d'éléments directifs afin de vérifier que les résultats précédents ne sont pas bouleversés. Pour cela, le cas de dipôles placés devant un cylindre métallique à  $\lambda/4$  en arrière (faisant office de réflecteur) peut-être étudié. La figure 4.16 donne un exemple de cette configuration, obtenue par le logiciel de simulation électromagnétique FEKO<sup>®</sup>. La hauteur du cylindre est choisie suffisamment grande ( $\sim \lambda$ ) pour bien réfléchir en élévation. En outre, le rayon du cylindre dépend du rayon du réseau. De ce fait, le diagramme de rayonnement du dipôle varie *a priori* en fonction des dimensions du réseau. Il faudrait donc stocker une base de données du rayonnement pour chaque taille de cylindre. Pour analyser cela, une simulation est faite en considérant la plus petite taille possible ( $N = 16$ ,  $d_n/\lambda = 0,185$ ) ainsi que la plus grande ( $N = 16$ ,  $d_n/\lambda = 0,439$ ). Les résultats de simulation sont montrés par la figure 4.17a (plan H – azimut) et la figure 4.17b (plan E – élévation).

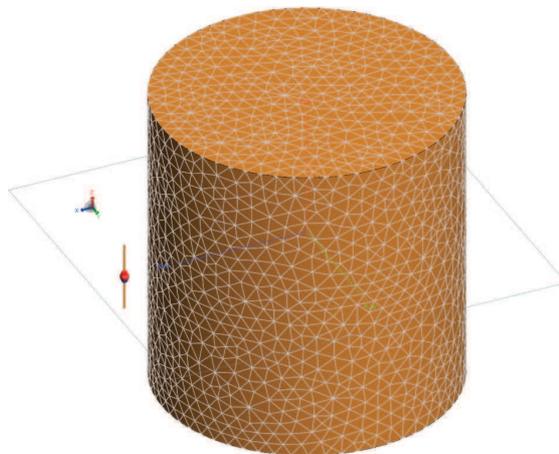


FIGURE 4.16 – Dipôle devant un cylindre réflecteur, image FEKO<sup>®</sup>

La comparaison entre le petit cylindre (courbe bleue) et le gros cylindre (courbe verte) indique que les différences sont minimales. Le ratio avant-arrière est d'environ

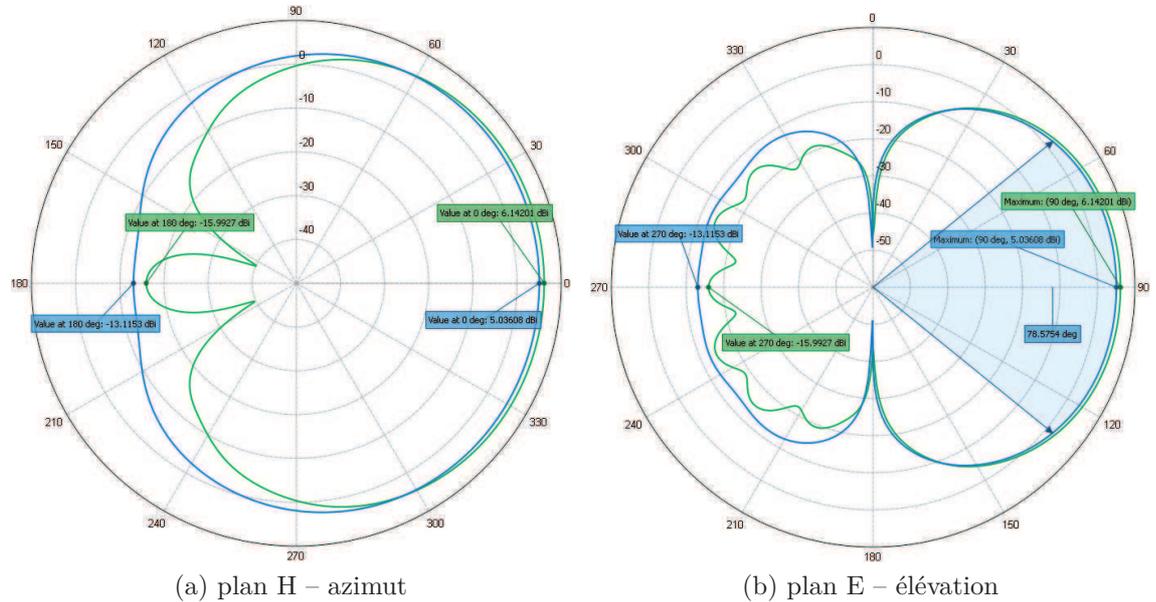


FIGURE 4.17 – Gain d'un dipôle devant un cylindre réflecteur placé à une distance de  $\lambda/4$  du dipôle, les diagrammes bleu et vert sont respectivement obtenus avec un petit et un gros diamètre de cylindre

–18 dB, l'ouverture du faisceau principal à –3 dB est d'environ  $130^\circ$  en azimut et  $80^\circ$  en élévation. Seuls ces deux résultats seront donc importés dans MATLAB<sup>®</sup>. Les lobes principaux des antennes seront naturellement orientés dans la direction radiale et l'étude sera faite uniquement en azimut pour plus de simplicité.

En prenant l'exemple d'un réseau à 16 éléments avec un espacement de  $0,439\lambda$ , la figure 4.18<sup>8</sup> permet de comparer les diagrammes de rayonnement avec et sans cylindre réflecteur en mode omnidirectionnel. Si l'amplitude des variations reste très faible, le dispositif ne profite plus du même gain du réseau puisque les éléments opposés à la direction d'observation ne contribuent que très peu au champ reçu. Toutefois, le bon choix d'espacement entre éléments permet d'assurer un gain au moins égal à celui d'un dipôle classique.

La figure 4.19 est obtenue avec le même réseau mais en pointant l'azimut  $180^\circ$ . La perte de gain est ici substantielle puisqu'elle avoisine les 2 dB. Mais, cela ne change pas significativement le niveau des lobes secondaires. Par ailleurs, ce résultat justifie d'autant plus l'utilisation d'un réseau d'au moins 16 éléments.

La troisième courbe de la figure 4.19 (en tirets) est obtenue en éteignant les éléments partiellement ou complètement masqués par le cylindre. Cette méthode permet une réduction importante du niveau des lobes secondaires (2 dB) et suivants

8. Les résultats sont donnés ici avec des graphiques cartésiens pour faciliter la comparaison.

## 4.2. CONCEPTION D'UNE STRUCTURE POUR EMBARCATION LÉGÈRE

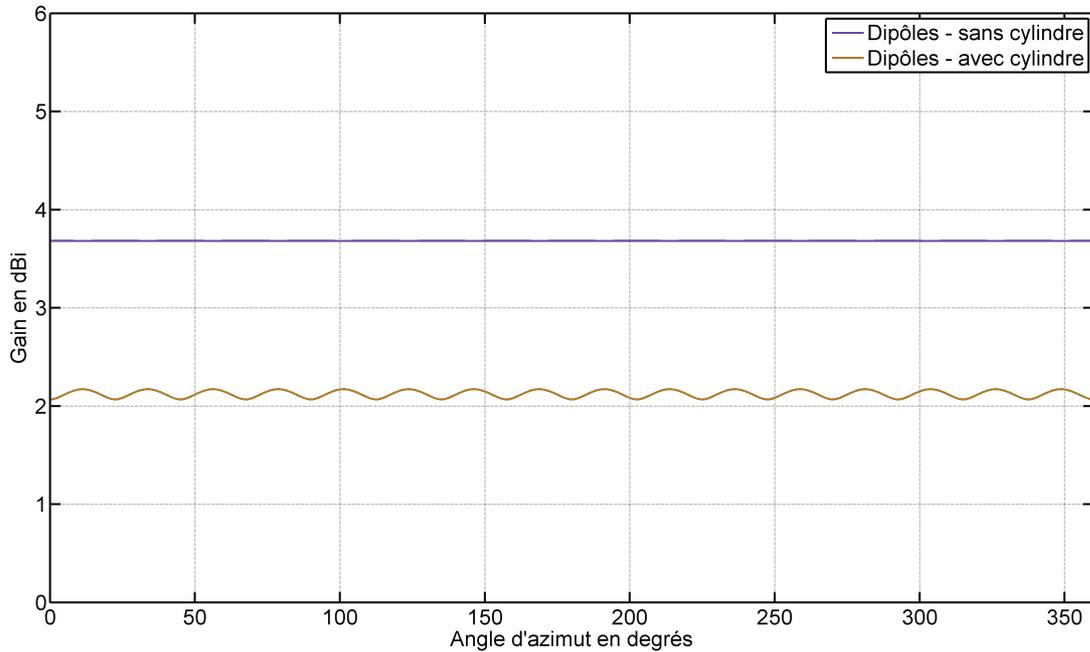


FIGURE 4.18 – Réseau circulaire à 16 dipôles avec et sans cylindre réflecteur, comparaison des diagrammes de rayonnement en gain et en mode omnidirectionnel dans le plan azimutal

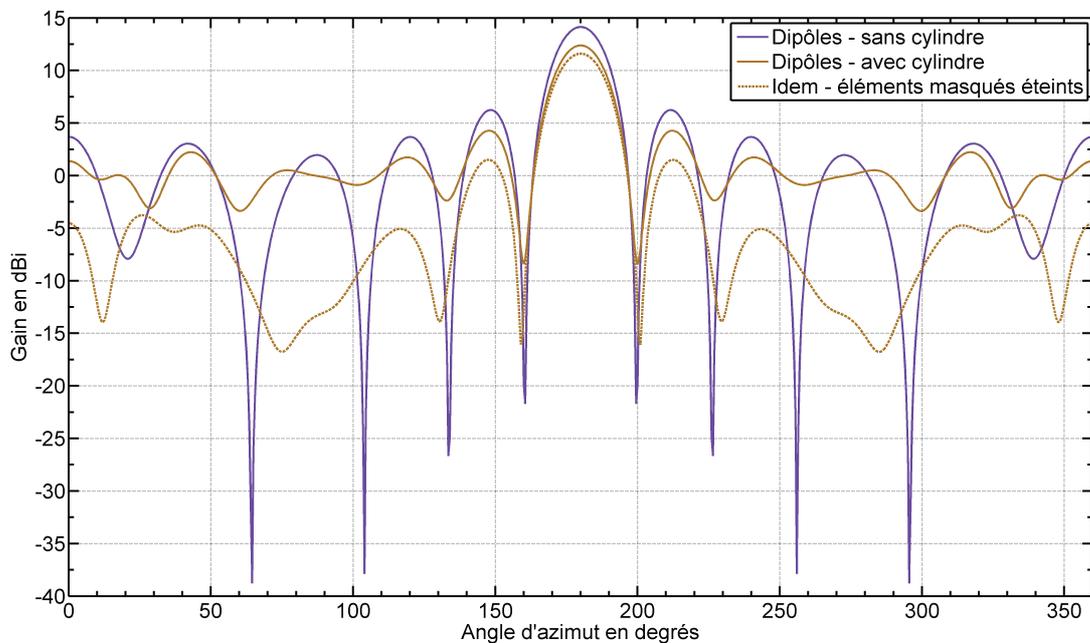


FIGURE 4.19 – Réseau circulaire à 16 dipôles avec et sans cylindre réflecteur, comparaison des diagrammes de rayonnement en gain et en mode pointé dans le plan azimutal

(7 dB) sans diminution significative de gain ( $\sim 1$  dB) dans la direction principale d'émission. Pour la mettre en œuvre, il suffit de définir un seuil d'extinction<sup>9</sup> des éléments rayonnants qui ne contribuent pas suffisamment au champ résultant dans la direction à pointer. Il est important de noter que la courbe en tirets est obtenue sans réutiliser la puissance qui n'est plus consommée par les éléments éteints. De ce fait, si le dispositif d'alimentation autorise une nouvelle répartition de la puissance sur les éléments actifs, le gain d'origine (sans cylindre  $-14$  dBi) est retrouvé<sup>10</sup>.

## Résumé

Différents aspects des réseaux circulaires ont été abordés. En excluant les phénomènes de couplage, il a été montré que le gain dans la direction principale d'émission dépend peu de la distance inter éléments. Le nombre d'éléments rayonnants a ainsi pu être choisi en fonction du gain maximal recherché. L'espacement a ensuite été optimisé afin d'améliorer les performances du réseau en mode omnidirectionnel et de minimiser le niveau des lobes secondaires. Plusieurs plages d'espacement ont été retenues. Enfin, l'utilisation d'éléments directifs a montré que le gain est globalement plus faible qu'avec des éléments omnidirectionnels. Ainsi, le réseau à 16 éléments sur deux intervalles d'espacement ( $0,185\lambda - 0,299\lambda$  et  $0,402\lambda - 0,476\lambda$ ) doit être retenu par la suite.

Pour une telle structure, le niveau des lobes indésirables peut être fortement réduit en éteignant les éléments rayonnants ne contribuant pas significativement au champ résultant. Enfin, si une méthode pour retrouver les performances du réseau en mode pointé a été proposée, il semble que sa complexité nuise à son intégration. Il sera donc préférable, dans un premier temps, d'améliorer la directivité en élévation des éléments rayonnants pour augmenter leur gain maximal. En effet, les dipôles utilisés dans la dernière section possédaient une ouverture à  $-3$  dB d'environ  $80^\circ$ .

### 4.2.2 Choix et dimensionnement des éléments rayonnants

Après avoir déterminé les paramètres principaux du réseau circulaire, la sélection et le dimensionnement des éléments rayonnants sont abordés.

#### Sélection du type d'élément

Le premier type d'antenne envisageable est bien entendu le dipôle comme la partie précédente l'a suggérée. Simple à concevoir et doté naturellement d'une bande passante suffisante pour l'application visée ( $\sim 15\%$ ), il doit néanmoins être alimenté en mode différentiel. À partir d'une ligne coaxiale traditionnelle,

---

9. Le seuil est de  $-1$  dBi dans cette configuration.

10. Ce gain est alors simplement dû à une augmentation de la puissance d'émission ; au sens strict, le gain de la structure est toujours le même.

## 4.2. CONCEPTION D'UNE STRUCTURE POUR EMBARCATION LÉGÈRE

cette fonction est réalisée par un *balun* (*BALanced/UNbalanced*). Le dipôle peut également être réalisé en technologie plaquée; le *balun* est alors réalisé dans la structure propre de l'antenne (figure 4.20). Malgré sa simplicité, le dipôle pose un problème d'intégration du dispositif d'alimentation du réseau, son emplacement devant être provisionné. De plus, la réduction de l'ouverture en élévation impose l'utilisation d'éléments réflecteurs qui doivent être placés à une distance suffisante ( $\sim \lambda/4$ ) des dipôles. La hauteur globale de la structure pourrait alors être trop importante ( $>1,5\lambda$ ).

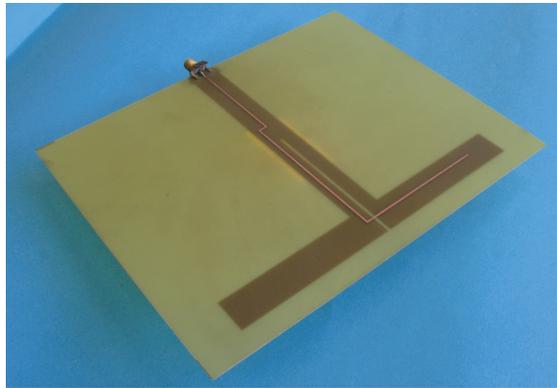


FIGURE 4.20 – Dipôle réalisé en technologie plaquée vu de dessous, réalisation du département Micro-Ondes de Télécom Bretagne

Pour des raisons similaires, l'utilisation de patches semble difficile. De plus, l'ouverture en azimut du faisceau étant plus faible que le dipôle avec cylindre réflecteur, le gain maximal dans la direction pointée est bien plus faible. Une comparaison est donnée par la figure 4.21. Ce diagramme en gain du réseau de patches est également obtenu en éteignant les éléments qui ne sont pas en visibilité<sup>11</sup>. Une nouvelle répartition de la puissance totale sur les patches allumés permet seulement de retrouver un gain maximal équivalent à celui des dipôles avec cylindre sans rééquilibrage. Ainsi, le gain maximal obtenu avec des patches est plus faible qu'avec des dipôles devant un cylindre, à complexité du circuit d'alimentation équivalente. Par contre, cette solution est particulièrement avantageuse pour des applications nécessitant un très faible niveau de lobes secondaires avec une simple capacité de balayage azimutale.

Le troisième type d'élément rayonnant à considérer est le monopôle. Ce dernier peut être vu comme un demi-dipôle monté sur un plan de masse qui joue le rôle de réflecteur. Tout en permettant une diminution de la hauteur globale de la structure, le plan de masse du monopôle autorise une intégration du dispositif d'alimentation (voire de l'émetteur/récepteur) sous le plan de masse. Enfin, le monopôle présente

11. 11 éléments sont ainsi éteints avec des patches contre 7 avec des dipôles devant un cylindre.

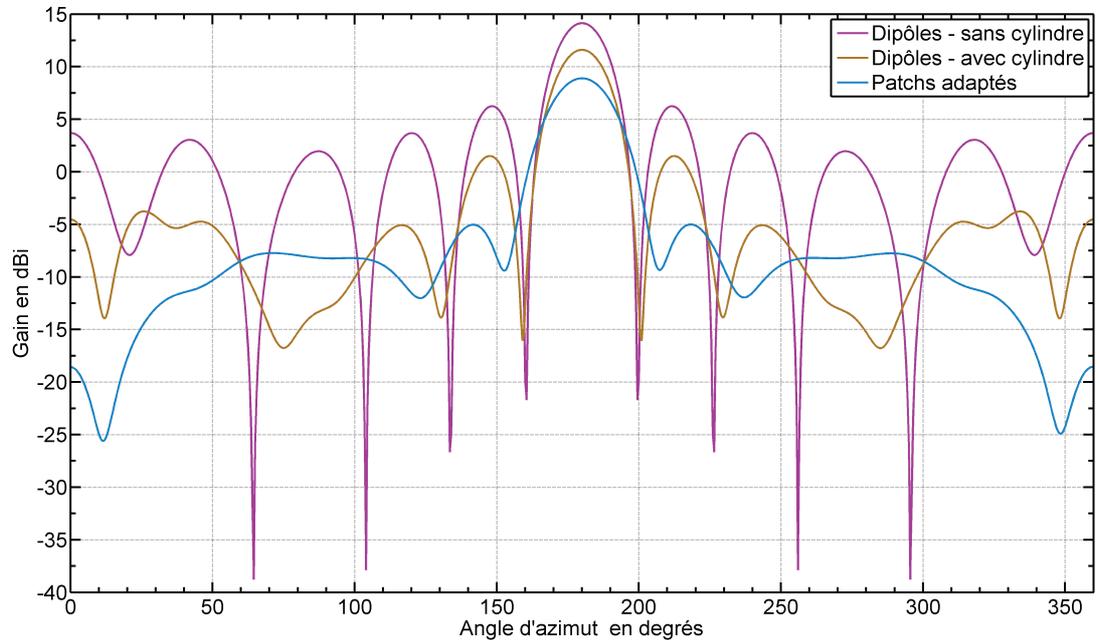


FIGURE 4.21 – Comparaison des performances en réseau circulaire des dipôles et patches, les courbes sont obtenues en commutant les éléments qui ont une contribution inférieure à  $-1$  dBi dans la direction principale d'émission

une bande passante comparable à celle du dipôle. En conséquence, cet élément rayonnant sera utilisé par la suite pour la réalisation du réseau circulaire.

### Dimensionnement du monopôle

L'équivalence entre dipôle et monopôle se démontre à l'aide de la théorie des images qui fait l'hypothèse d'un plan de masse infini [70]. Ainsi, les caractéristiques de rayonnement et l'impédance peuvent être déduites de celles d'un dipôle dont la longueur est deux fois plus grande que celle du monopôle. Lorsque le plan de masse à une taille finie, la théorie des images ne s'applique plus car des phénomènes plus complexes tels que la diffraction par les arrêtes du plan [45] entrent en jeu. Une comparaison des diagrammes de rayonnement en élévation (plan E) d'un monopôle sur des plans de masse infini et fini est proposée sur la figure 4.22, obtenue par une simulation sous FEKO<sup>®</sup>.

La courbe bleue est obtenue avec un plan de masse circulaire (rayon  $\lambda/2$ ). Le diagramme en élévation est dans ce cas perturbé par la diffraction sur les bords du plan. L'angle d'élévation qui produit le maximum de gain est alors décalé de  $90^\circ$  à  $45^\circ$ . Il est possible de jouer sur ce défaut de pointage tout en réduisant la taille du plan de masse en utilisant un jupon (figure 4.23).

Dans la plupart des cas, le monopôle est réalisé à partir d'un fil de métal dont

## 4.2. CONCEPTION D'UNE STRUCTURE POUR EMBARCATION LÉGÈRE

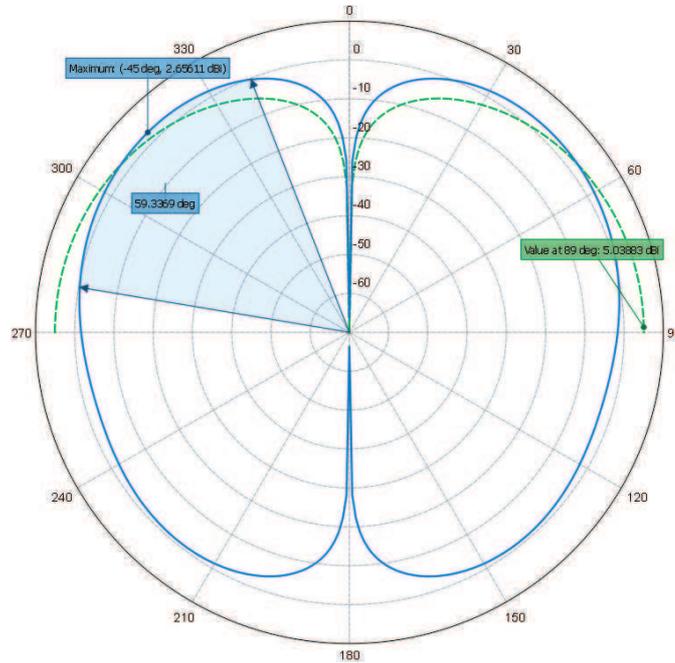


FIGURE 4.22 – Diagramme en élévation du monopôle, comparaison entre plans de masse fini (bleu) et infini (vert – tirets)

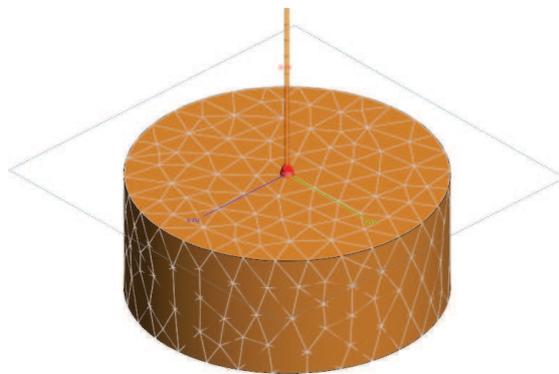


FIGURE 4.23 – Vue 3D d'un monopôle sur plan de masse circulaire avec jupon, image FEKO©

la section est circulaire. Lorsque le plan de masse est infini, des relations entre l'impédance d'entrée de l'antenne  $Z_a$ , sa longueur  $l$  et le rayon  $a$  de sa section sont données. Soit [81] :

$$Z_a = R(kl) - j \left[ 120 \left( \ln \frac{l}{a} - 1 \right) \cot kl - X(kl) \right] \quad (4.12)$$

L'impédance d'entrée dépend donc principalement de la longueur électrique  $kl$  avec  $k = 2\pi/\lambda$ . Les fonctions  $R(kl)$  et  $X(kl)$  peuvent être approximées avec une

précision de  $\pm 0,5 \Omega$  grâce à des polynômes d'ordre 3 :

$$R(kl) = -0,4787 + 7,3246kl + 0,3963(kl)^2 + 15,6131(kl)^3 \quad (4.13)$$

$$X(kl) = -0,44456 + 17,0082kl - 8,6793(kl)^2 + 9,6031(kl)^3 \quad (4.14)$$

Pour maximiser le transfert de puissance de la ligne à l'antenne, il faut que celle-ci présente une réactance nulle (cf. section 4.1.1). Une longueur de 3,07 cm est alors déterminée<sup>12</sup> en utilisant les relations 4.12 à 4.14 avec un diamètre de brin de  $\lambda/300$ . Ce résultat est ensuite confirmé par une simulation sous FEKO<sup>©</sup>. Par la suite, ses formulations approchées sont utilisées pour déterminer un ordre de grandeur de la longueur recherchée. Puis, la mesure de l'écart relatif entre la fréquence de résonance et la fréquence requise permet d'affiner le dimensionnement. Enfin, une plus grande précision peut-être obtenue en utilisant les outils d'optimisation des simulateurs électromagnétiques. Ce faisant, les dimensions précédentes du monopôle sont reprises en limitant cette fois le plan de masse à un disque dont le rayon varie de  $\lambda$  à  $\lambda/6$  (figure 4.24).

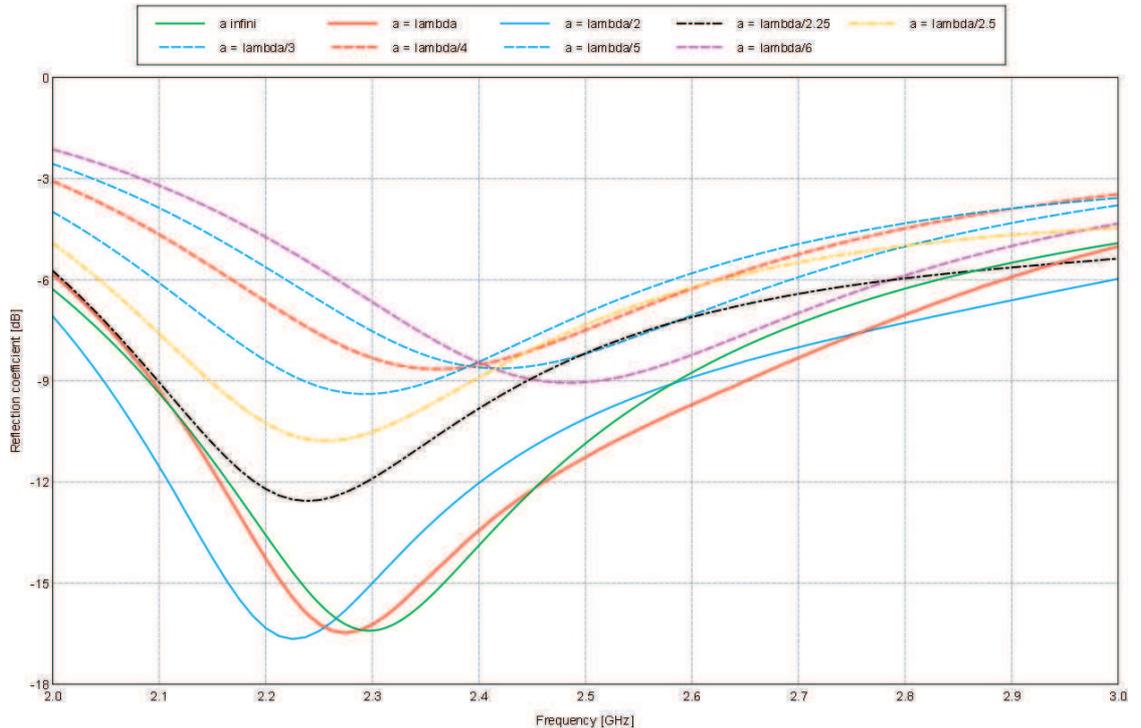


FIGURE 4.24 – Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence et du rayon du plan de masse, obtenu par simulation sous FEKO<sup>©</sup> d'un monopôle

Ce résultat obtenu dans FEKO<sup>©</sup> montre que la taille du plan de masse a peu d'influence sur le coefficient de réflexion tant que le rayon du plan est supérieur

12. Le monopôle est classiquement appelé « quart d'onde » car sa longueur est proche de  $\lambda/4$ .

## 4.2. CONCEPTION D'UNE STRUCTURE POUR EMBARCATION LÉGÈRE

ou égal à  $\lambda/2$ . La figure 4.25 présente le même monopôle avec cette fois un plan de masse possédant un jupon de hauteur  $\lambda/4$ . Si le jupon permet de modifier le diagramme de rayonnement du monopôle, il ne joue que peu sur l'adaptation d'impédance qui est toutefois meilleure pour un même diamètre de plan de masse. Enfin, le jupon permet d'isoler la structure du support de l'antenne qui serait, sinon, placé directement sous le plan de masse. Dans cette configuration, il est ainsi possible de loger le dispositif d'alimentation de l'antenne.

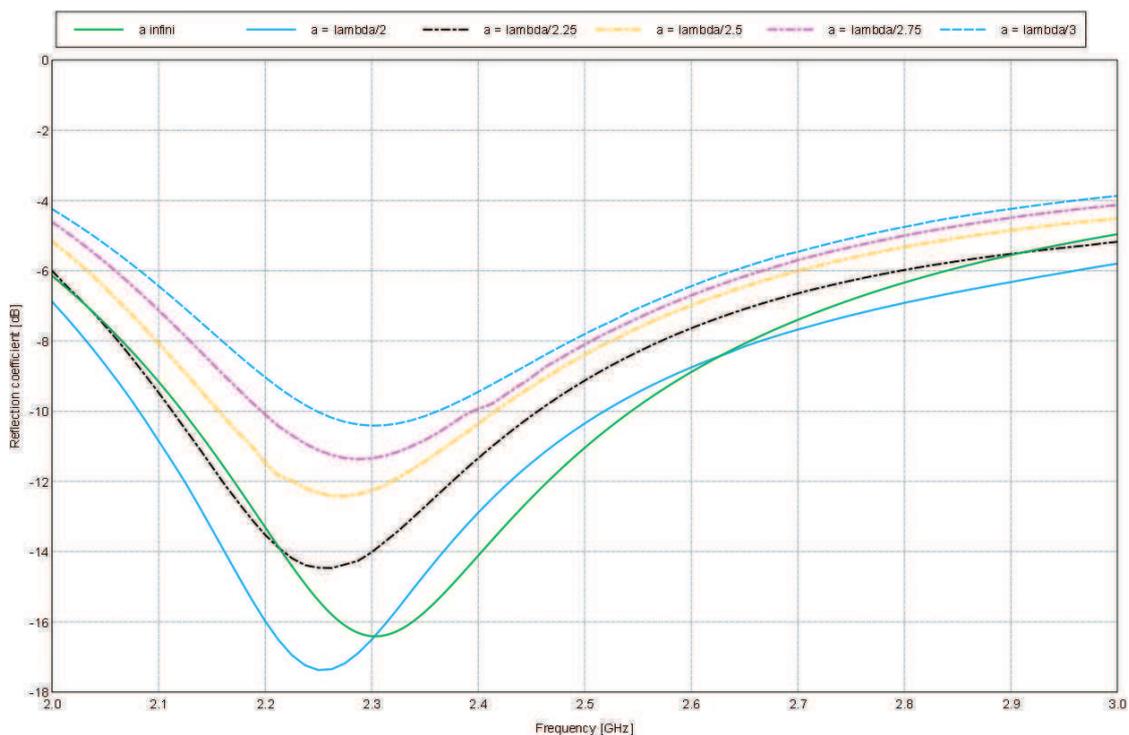


FIGURE 4.25 – Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence et du rayon d'un plan de masse possédant un jupon, obtenu par simulation sous FEKO<sup>®</sup> d'un monopôle

Pour terminer, une simulation d'un réseau de monopôles sur un plan de masse fini est proposé en mode omnidirectionnel. Pour cela, la structure à 16 éléments avec un espacement de  $0,439\lambda$  est reprise. Puisque le meilleur résultat est obtenu pour un plan de masse de rayon  $\lambda/2$ , les monopôles reposent sur un disque dont le rayon est celui du réseau ( $Nd_n/(2\pi)$ ) auquel est ajouté  $\lambda/2$ . À 2,3 GHz, cela représente un disque 42 cm de diamètre. La figure 4.26 présente le diagramme de rayonnement en gain (dans le plan E) qui a été obtenu. Si les monopôles restent globalement adaptés à 2,3 GHz, la diffraction par la bordure du disque perturbe le diagramme de rayonnement. Le lobe principal est alors dirigé à environ  $30^\circ$  et le gain est faible dans le plan azimutal ( $-0,6$  dBi). Il sera donc nécessaire de compenser la diffraction pour augmenter les performances du réseau.

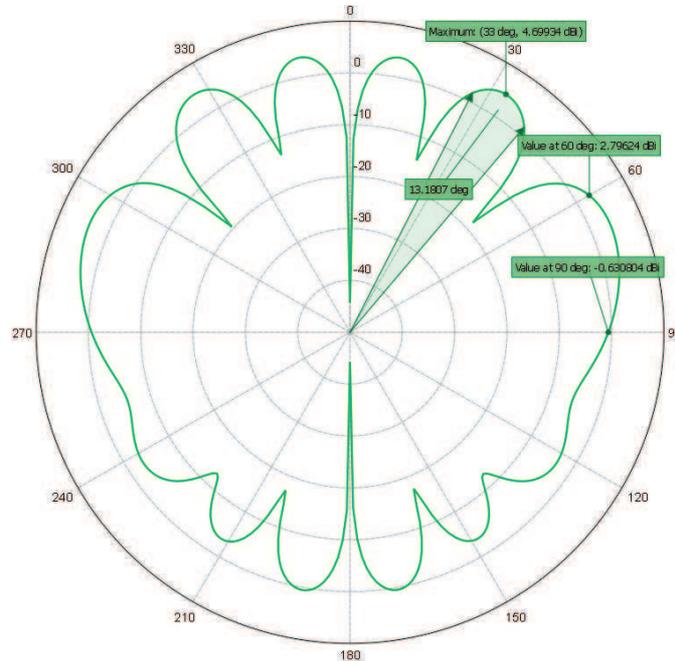


FIGURE 4.26 – Diagramme de rayonnement en élévation d'un réseau de 16 monopôles avec  $d_n = 0,439\lambda$

### Résumé

Le monopôle a été choisi comme type d'élément rayonnant pour la structure. Il permet de minimiser la taille en hauteur de la structure, ce qui est avantageux puisque cette dernière doit pouvoir être empilée avec un radar de navigation. De plus, la présence du plan de masse permet de faciliter l'intégration du dispositif d'alimentation. En revanche, le monopôle est affecté par la taille limitée du plan de masse. Il sera donc nécessaire de compenser cet effet.

Par ailleurs, une nouvelle simulation avec des patches a montré que l'utilisation d'éléments rayonnants trop directifs n'est pas profitable si l'objectif est de maximiser le gain dans la direction pointée. En effet, même une redistribution de la puissance fournie sur les éléments actifs ne permet pas, cette fois, de retrouver le gain du réseau de dipôles sans cylindre.

### 4.2.3 Optimisation du profil de la structure

Le nombre d'éléments rayonnants  $N$ , leur écartement  $d_n$  et le type d'antenne à utiliser ont été fixés dans les sections précédentes. La structure est maintenant optimisée en partant de l'insertion d'un cylindre réflecteur au centre du réseau de monopôles. En effet, le cylindre autorise le passage d'un mât et permet l'empilement de structures sans perturber le fonctionnement du réseau. De plus, il permet de diminuer le niveau des lobes secondaires et du lobe arrière comme cela a été

démonstré. Ensuite, l'ajout de différents organes dont l'objectif est de sculpter le diagramme en élévation du réseau est décrite.

### Insertion d'un cylindre réflecteur

Avant d'insérer le cylindre, l'effet d'un plan réflecteur (métallique) sur le rayonnement d'une source doit être analysé. La figure 4.27 présente la géométrie générale d'une source placée devant un plan réflecteur.

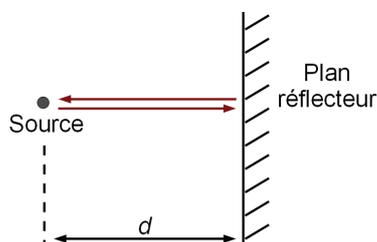


FIGURE 4.27 – Géométrie de la réflexion par un plan métallique

Dans la direction normale au plan, l'onde réfléchie subie un double déphasage par rapport à l'onde directe. Le premier est naturellement dû à la différence de marche (déphasage de  $2kd$ ) et le second est dû à la réflexion sur le métal (déphasage de  $\pi/2$ ). Ainsi, pour que les ondes s'additionnent en phase dans la direction normale, il faut que le premier compense le second. Il suffit pour cela que  $d$  soit égale à  $\lambda/4$ .

Ce résultat est appliqué dans un premier temps au cas d'un monopôle sur un plan infini devant un cylindre réflecteur (figure 4.28). Le diamètre de cylindre correspond à celui d'un réseau à 16 éléments avec un espacement de  $0,439\lambda$ . Sa hauteur est de  $\lambda$  (13,03 cm à 2,3 GHz) pour limiter l'influence de ses bordures supérieures. La courbe verte de la figure 4.29 montre le diagramme de rayonnement en gain réalisé et en élévation du monopôle dans cette configuration. Si la direction principale d'émission reste dirigées vers  $\theta = 90^\circ$  (horizontale), une comparaison avec un plan de masse limité à  $\lambda/2$  (courbe bleue – figure 4.29) révèle un décalage accentué du lobe principal à  $\theta = 52^\circ$ . La diminution de gain dans le plan azimutal est alors importante (5,4 dB).

Ces résultats montrent qu'il est nécessaire d'optimiser le profil de la structure pour favoriser une émission dans le plan azimutal. Pour cela, une des pistes les plus intéressantes est l'introduction du jupon comme cela a été évoqué précédemment. En effet, le décalage étant principalement dû à la diffraction par les bords du plan de masse, l'adoucissement des bordures doit permettre de limiter cet effet. La figure 4.30 montre un exemple de configuration avec un jupon incliné et la figure 4.31 le diagramme en élévation correspondant. La hauteur du cylindre est

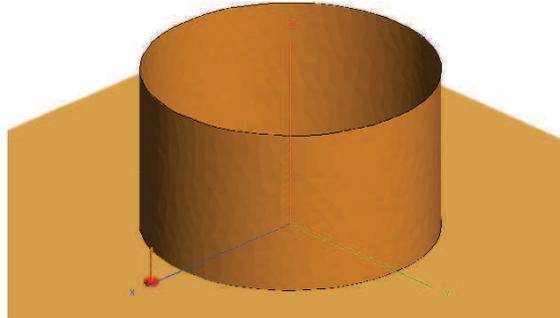


FIGURE 4.28 – Vue 3D d'un monopôle sur un plan de masse infini avec cylindre réflecteur

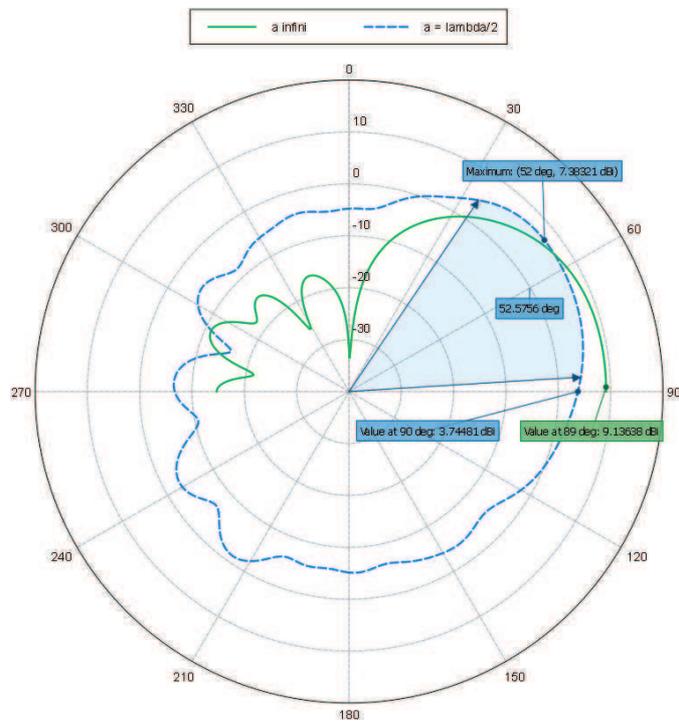


FIGURE 4.29 – Diagramme de rayonnement en élévation d'un monopôle devant un cylindre réflecteur, comparaison entre plan de masse infini (vert) et plan de masse limité à  $\lambda/2$  du monopôle (bleu)

également limitée à  $\lambda/2$  pour en révéler son influence.

L'introduction du jupon incliné permet de limiter la perte de gain pour les élévations supérieures à  $90^\circ$  mais ne permet pas de changer significativement l'élévation d'émission privilégiée. Cet effet qui subsiste est dû à la géométrie particulière qui résulte de la combinaison du plan de masse et du cylindre : l'ensemble fait alors office de réflecteur en coin. Il faudra donc découvrir d'autres techniques pour contraindre le faisceau. Enfin, pour bénéficier des avantages à l'intégration

## 4.2. CONCEPTION D'UNE STRUCTURE POUR EMBARCATION LÉGÈRE

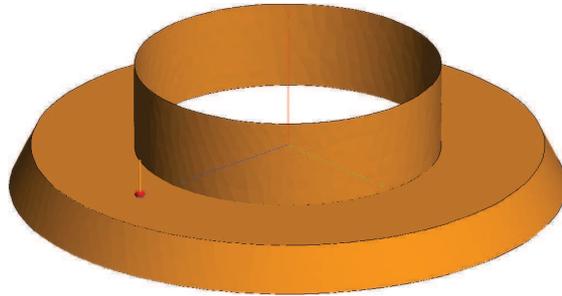


FIGURE 4.30 – Vue 3D d'un monopôle avec cylindre réflecteur et jupon incliné

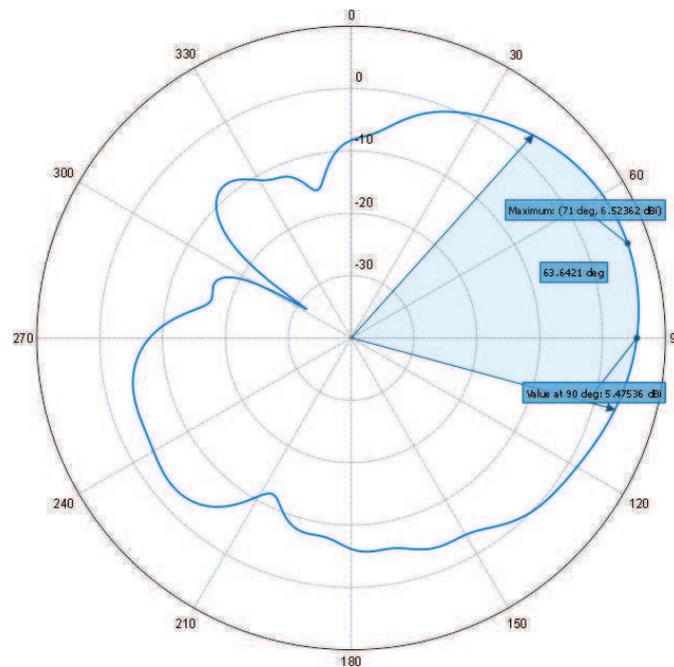


FIGURE 4.31 – Diagramme de rayonnement en élévation d'un monopôle devant un cylindre réflecteur, le plan de masse limité est équipé d'un jupon et la hauteur du cylindre est  $\lambda/2$

du cylindre réflecteur, il est préférable que celui-ci soit suffisamment large. De ce fait, si le premier intervalle d'espace inter-éléments ( $0,242\lambda$ ) est considéré, le cylindre réflecteur possède alors un diamètre intérieur inférieur à 9 cm à 2,3 GHz. Cet argument justifie encore une fois l'utilisation du second intervalle qui conduit, pour la même fréquence, à un diamètre intérieur supérieur à 20 cm.

### Insertion d'une coiffe

L'intégration d'une coiffe métallique servant de réflecteur supérieur est maintenant exposée. Dans ce cas, le premier paramètre à déterminer est la hauteur  $h$  du cylindre qui joue également le rôle de support pour la coiffe. L'ensemble forme alors une sorte de cavité excitée par les monopôles (figure 4.32).

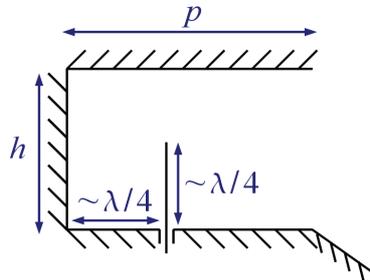


FIGURE 4.32 – Insertion d’une coiffe : profil de la cavité

Il est possible de montrer par analogie avec les circuits que la hauteur appropriée est  $\lambda/2$ . La hauteur du monopôle étant proche de  $\lambda/4$ , le circuit ouvert à son extrémité ramène donc un court circuit à sa base. Ainsi, pour ramener un court circuit à l’autre extrémité de la cavité, il faut que la distance entre le bout du monopôle et le haut de la cavité soit également de  $\lambda/4$ ;  $h$  est alors bien égale à  $\lambda/2$ . Pour vérifier ce raisonnement, une simulation est conduite en remplaçant, dans un premier temps, le chapeau supérieur par un plan réflecteur infini. Pour plus de commodité, l’antenne a simplement été mise à l’envers (plan infini à  $z = 0$ ). La figure 4.33 montre le diagramme de gain en élévation pour différentes hauteurs de cylindre. Un seul monopôle est excité sur une structure générale correspondant à celle obtenue pour un réseau à 16 éléments avec un espacement de  $0,439\lambda$ . Le plan de masse s’arrête à  $\lambda/3$  du monopôle puis descend de  $\lambda/4$  jusqu’à un diamètre extérieur de  $\lambda/2 + Nd_n/(2\pi)$ . La courbe rouge, obtenue pour  $h = \lambda/2$ , dénote bien d’une meilleure focalisation du faisceau.

### Géométrie des jupons

La forme des jupons inférieur et supérieur doit maintenant être optimisée. Les différents paramètres à déterminer sont représentés sur la figure 4.34. Afin d’obtenir un diagramme en élévation symétrique par rapport au plan azimutal (plan H), la forme du plan de masse (jupon compris) sera reportée sur celle de la coiffe. La forme générale de la structure ressemble ainsi à un cornet de révolution.

Comme cela a été montré dans la section précédente, une inclinaison positive du jupon permet d’atténuer les phénomènes de diffraction par les bords. Ce procédé présente également l’avantage de réduire la Section Équivalente RADAR (SER) de l’antenne. Pour limiter son encombrement, le paramètre  $b$  sera choisi égal à  $\lambda/2$ . Il pourra par la suite être modifié s’il n’existe pas de combinaison  $(a,c)$  qui satisfasse les critères d’adaptation d’impédance et d’ouverture à  $-3$  dB en élévation. La structure sera donc simulée pour certaines valeurs de  $a$  et  $c$ <sup>13</sup>. Avant tout, la figure 4.35 en présente une vue 3D à ce stade de la conception.

13. Quelques valeurs caractéristiques sont prises ici afin de révéler certaines tendances :  $\lambda/8$ ,  $\lambda/6$ ,  $\lambda/4$ ,  $\lambda/3$ ,  $\lambda/2,5$  soit un total de 25 combinaisons.

## 4.2. CONCEPTION D'UNE STRUCTURE POUR EMBARCATION LÉGÈRE

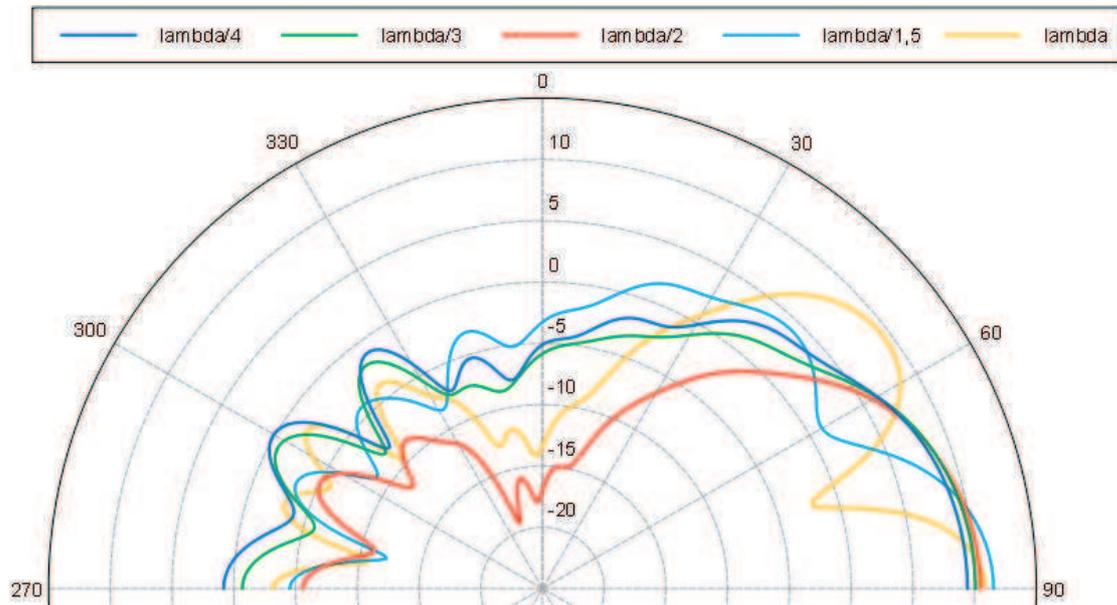


FIGURE 4.33 – Effet de la hauteur du cylindre sur le diagramme de rayonnement en élévation, la structure a été renversée pour pouvoir placer sous FEKO<sup>®</sup> un plan de masse infini à  $z = 0$

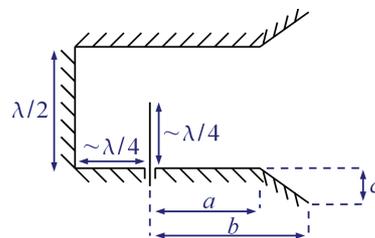


FIGURE 4.34 – Demi-profil de la structure, paramètres géométriques du jupon inférieur

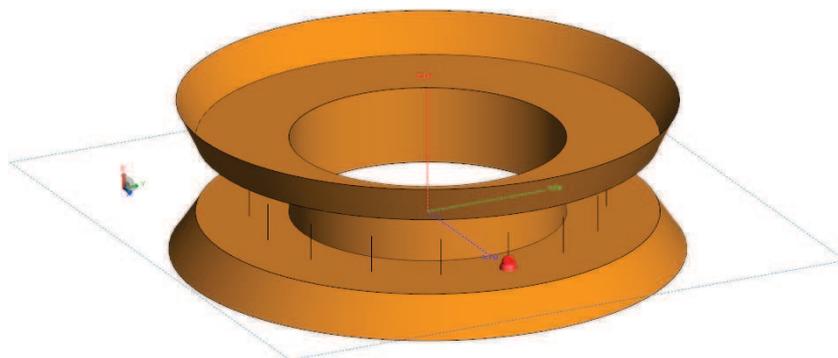


FIGURE 4.35 – Vue 3D de la structure avec la coiffe et les jupons

En première approche, les résultats des différentes simulations montrent que la variation de  $c$  affecte principalement l'ouverture en élévation du diagramme. Au contraire, la valeur de  $a$  semble déterminante pour l'adaptation d'impédance. Ce dernier ne pourra alors excéder  $\lambda/4$ . D'une manière générale, si parmi les valeurs testées  $\lambda/8$  semble être celle qui garantit le coefficient de réflexion aux bornes le plus faible,  $\lambda/6$  est un bon compromis si la contrainte d'intégration des connecteurs des monopôles est considérée. Une fois ce paramètre déterminé,  $c$  doit être choisi tel que l'ouverture à  $-3$  dB en élévation soit proche de  $60^\circ$ . Parmi les valeurs testées,  $\lambda/4$  semble cette fois la plus proche. La figure 4.36 montre le diagramme en élévation obtenu avec ces paramètres en mode pointé. Dans le plan azimutal, l'ouverture est alors de  $20^\circ$ .

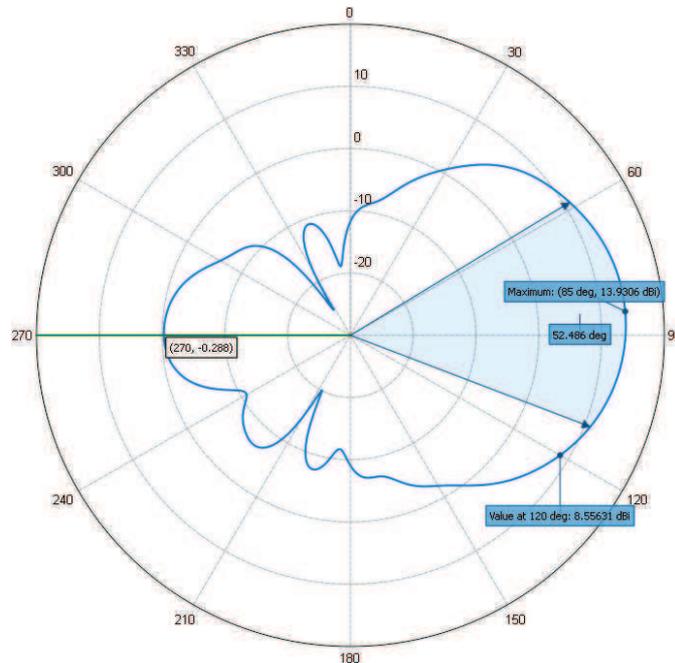


FIGURE 4.36 – Diagramme de gain en élévation de la structure :  $a = \lambda/6$ ,  
 $b = \lambda/2$  et  $c = \lambda/4$

Un décalage de la direction principale d'émission est toujours observé. Le gain à  $120^\circ$  est alors de seulement 8 dBi. Pour corriger cela, il est nécessaire d'utiliser une valeur différente de  $c$  pour la coiffe et le plan de masse. De plus, l'étude de la structure avec et sans couvercle révèle une perturbation du diagramme par la présence de ces disques qui ferment le dispositif en haut et en bas. Il est alors nécessaire d'introduire des anneaux pour éloigner électriquement les couvercles des monopôles. Pour limiter la taille globale du réseau, ces anneaux seront choisis égaux à  $h_m = \lambda/8$  (1,6 cm). Comme pour le plus grand diamètre de l'antenne, ces dimensions peuvent être modifiées si aucun jeu de paramètres ne satisfait les spécifications. Le profil est alors présenté par la figure 4.37.

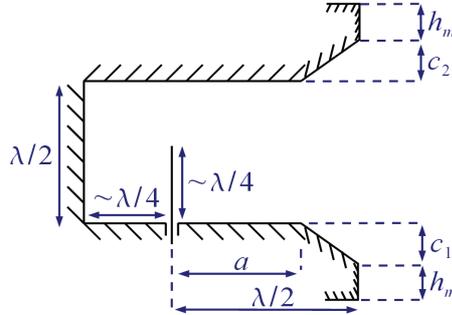


FIGURE 4.37 – Demi-profil de la structure après insertion des anneaux

Différentes simulations confirment l'effet réflecteur du support et de la coiffe. En effet,  $c_1$  joue principalement sur le point à  $-3$  dB supérieur de l'antenne (valeur autour de  $60^\circ$ ) alors que  $c_2$  influe sur le point à  $-3$  dB inférieur (autour de  $120^\circ$ ). Pour le premier, une valeur de  $\lambda/4$  permet encore une fois de garantir un point à  $-3$  dB très proche de  $60^\circ$ . Pour le second, une valeur plus faible, entre  $\lambda/6$  et  $\lambda/7$  est déterminée. Afin de provisionner une place suffisante dans la partie supérieure de la structure. Une valeur de  $\lambda/6$  sera conservée pour la suite de la conception. Enfin, avec toutes ces cotes en fractions de longueur d'onde, il est possible de transposer le modèle à d'autres fréquences. Une simulation à 10 GHz a ainsi donné des résultats quasi identiques s'expliquant principalement par l'absence de diélectrique dont le comportement peut varier en fonction de la fréquence.

### Résumé des dimensions

Un résumé des dimensions (tableau 4.6) de la structure est proposé. La longueur des monopôles n'est pas précisée car elle dépendra du diamètre des brins (fil de cuivre ou autre) qui seront utilisés. Elle devrait néanmoins être très proche de 3 cm. La figure 4.38a montre ainsi la vue 3D du dispositif tel que représenté dans FEKO<sup>©</sup> et la figure 4.38b le modèle sous HFSS<sup>©</sup>. Il est en effet intéressant de simuler la structure sur deux logiciels différents, d'autant plus quand les méthodes de résolution employées sont différentes<sup>14</sup>. Ainsi, la modélisation sous FEKO<sup>©</sup> implique une épaisseur nulle avec des conducteurs électriques parfaits. Sous HFSS, des volumes en aluminium sont définis pour la structure.

### 4.2.4 Résultats de simulation

La structure rayonnante dont les dimensions ont été déterminées dans la section précédente est simulée sous FEKO<sup>©</sup> et HFSS<sup>©</sup>. Cette section est dédiée à la présentation des résultats. Des performances très similaires ont été obtenues avec les

14. Les deux simulateurs utilisent une méthode fréquentielle : la méthode des moments pour FEKO<sup>©</sup> et la méthode des éléments finis pour HFSS<sup>©</sup>.

CHAPITRE 4. ÉTUDE ET RÉALISATION DE STRUCTURES  
RAYONNANTES ADAPTÉES AUX PLATEFORMES

Nom du paramètre	Désignation	Valeur paramétrique	Valeur à 2,3 GHz ( $\lambda = 13,03$ cm)
$N$	Nombre d'éléments	16	16
$d_n$	Distance inter éléments	$0,439\lambda$	5,72 cm
$R$	Rayon du réseau	$Nd_n/(2\pi)$	14,57 cm
$\Phi_{ext}$	Diamètre extérieur	$2(R + b)$	42,20 cm
$\Phi_{int}$	Diamètre intérieur	$2(R - \lambda/4)$	22,62 cm
$H$	Hauteur	$h + c_1 + c_2 + 2h_m$	15,21 cm
$h$	Hauteur du cylindre	$\lambda/2$	6,52 cm
$a$	Distance monopôles – jupon	$\lambda/6$	2,17 cm
$b$	Distance monopôles – extérieur	$\lambda/2$	6,52 cm
$c_1$	Hauteur du jupon inférieur	$\lambda/4$	3,26 cm
$c_2$	Hauteur du jupon supérieur	$\lambda/6$	2,17 cm
$h_m$	Hauteur des anneaux	$\lambda/8$	1,63 cm

Tableau 4.6 – Paramètres clés de la structure rayonnante

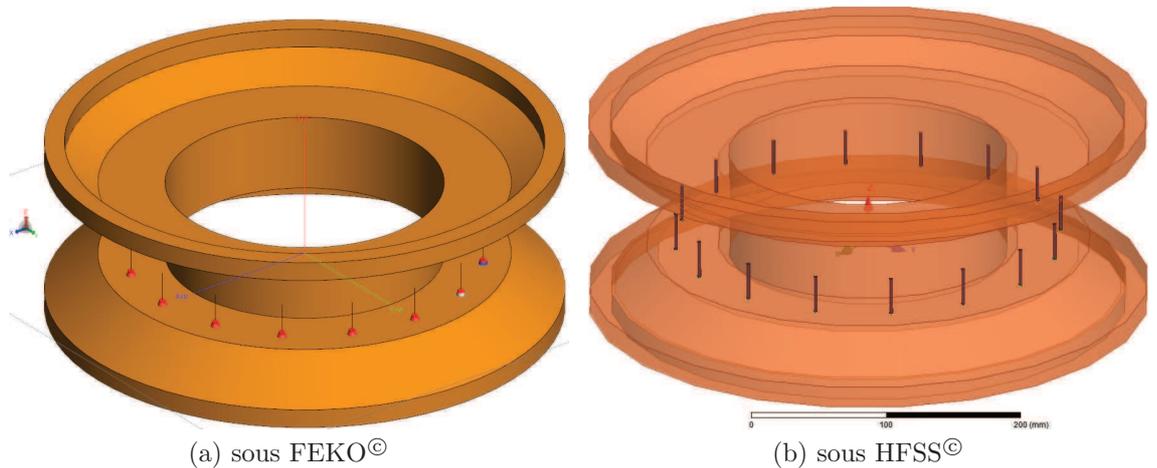


FIGURE 4.38 – Vue 3D de la structure rayonnante dans les logiciels de simulation électromagnétique

deux logiciels. Pour plus de commodité, certains seront représentés depuis HFSS<sup>©</sup> qui est plus adapté à l'étude des réseaux d'antennes. En effet, il est nécessaire de lancer une nouvelle simulation pour chaque mode de pointage sous FEKO<sup>©</sup>, ce qui n'est pas le cas avec HFSS<sup>©</sup>.

### Mode omnidirectionnel

La forme de la structure n'a pas été spécifiquement optimisée pour le mode omnidirectionnel. Il convient donc de vérifier qu'elle garantisse au moins un gain égal à celui du dipôle. Les figures 4.39a et 4.39b ont été obtenues en excitant en phase les éléments rayonnants. La figure 4.39a révèle ainsi une fluctuation d'amplitude de 0,12 dB pour un gain moyen dans le plan azimutal de 2,8 dBi ( $\sim 3$  dB avec HFSS<sup>®</sup>). L'ensemble est donc plutôt satisfaisant si les pertes dans le circuit d'alimentation sont considérées. Bien que l'ouverture à  $-3$  dB en élévation soit de  $53^\circ$ , le gain diminue lentement sur une dizaine de degrés en dehors du lobe. Les performances de la structure en mode omnidirectionnel devraient être similaires à celles d'un dipôle.

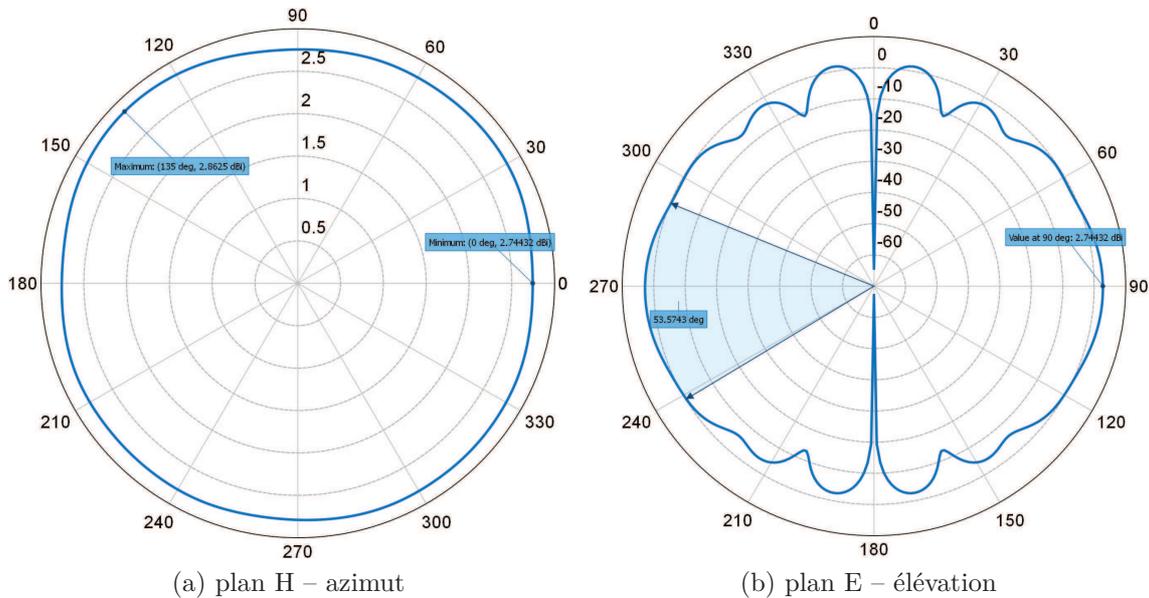


FIGURE 4.39 – Diagramme de rayonnement en gain de la structure en mode omnidirectionnel, obtenu sous FEKO<sup>®</sup>

### Mode pointé

Pour le mode pointé, le nombre de monopôles à éteindre a été déterminé au préalable en fonction de certains critères tels que le gain maximal, la puissance perdue et le niveau des lobes secondaires. En appliquant le bon jeu de phase et en éteignant 3 monopôles sur 16, un mode pointé à  $0^\circ$  illustré par la figure 4.40a (azimut) et la figure 4.40b (élévation) est généré. Le gain maximal (12,8 dBi) et l'ouverture ( $62,6^\circ$ ) en élévation sont alors en accord avec les spécifications.

Une ouverture à  $-3$  dB du lobe principal en azimut de  $20^\circ$  est obtenue. Il ne sera pas possible de se satisfaire d'une commutation de 16 faisceaux puisque

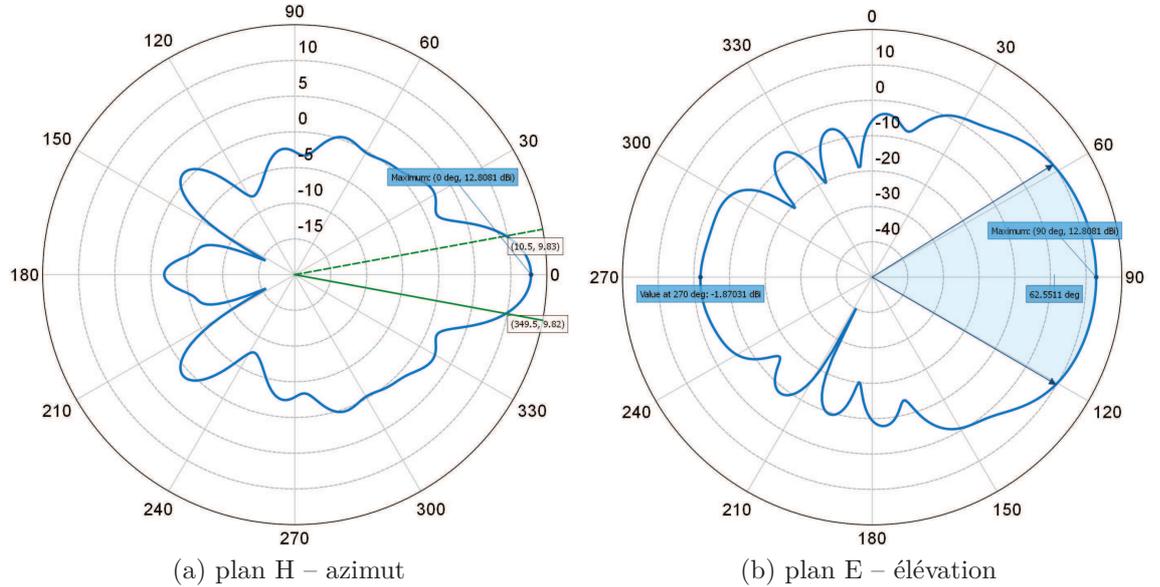


FIGURE 4.40 – Diagramme de rayonnement en gain de la structure en mode pointé à  $0^\circ$ , obtenu sous FEKO<sup>®</sup>

la diminution du gain au *cross-over* serait trop importante ( $>10$  dB). En outre, quelques simulations montrent que les caractéristiques du rayonnement énoncées plus haut restent pratiquement les mêmes pour toutes les directions, tant sous FEKO<sup>®</sup> que sous HFSS<sup>®</sup>. Ce résultat s'explique en partie par la symétrie circulaire du dispositif. Les figures 4.41a à 4.41d sont générées sous HFSS<sup>®</sup> et illustrent la stabilité du diagramme en azimuth en fonction de la direction pointée. Bien que les lobes indésirables soient perturbés, le lobe principal conserve des caractéristiques analogues.

## 4.2. CONCEPTION D'UNE STRUCTURE POUR EMBARCATION LÉGÈRE

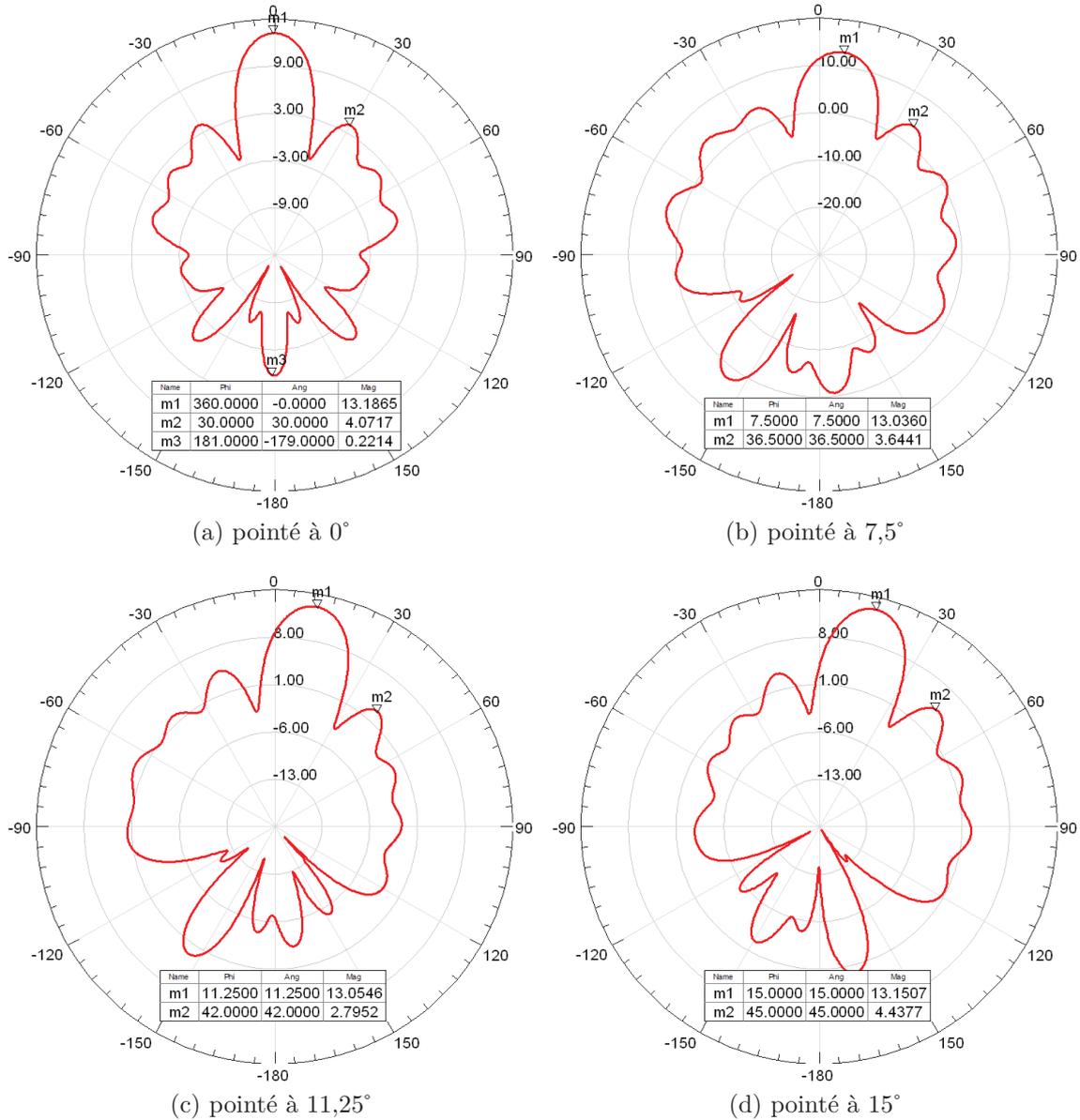


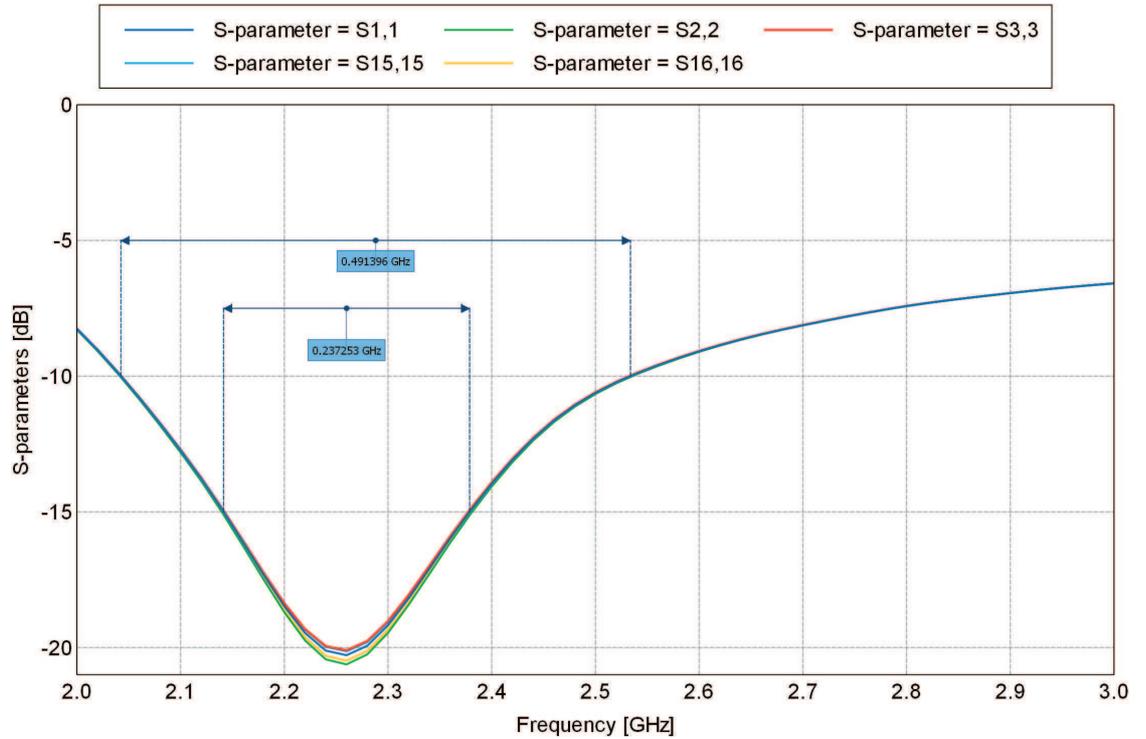
FIGURE 4.41 – Diagramme en gain réalisé de la structure dans le plan H, contrôle de la stabilité du diagramme en fonction de la direction pointée

### Bande passante

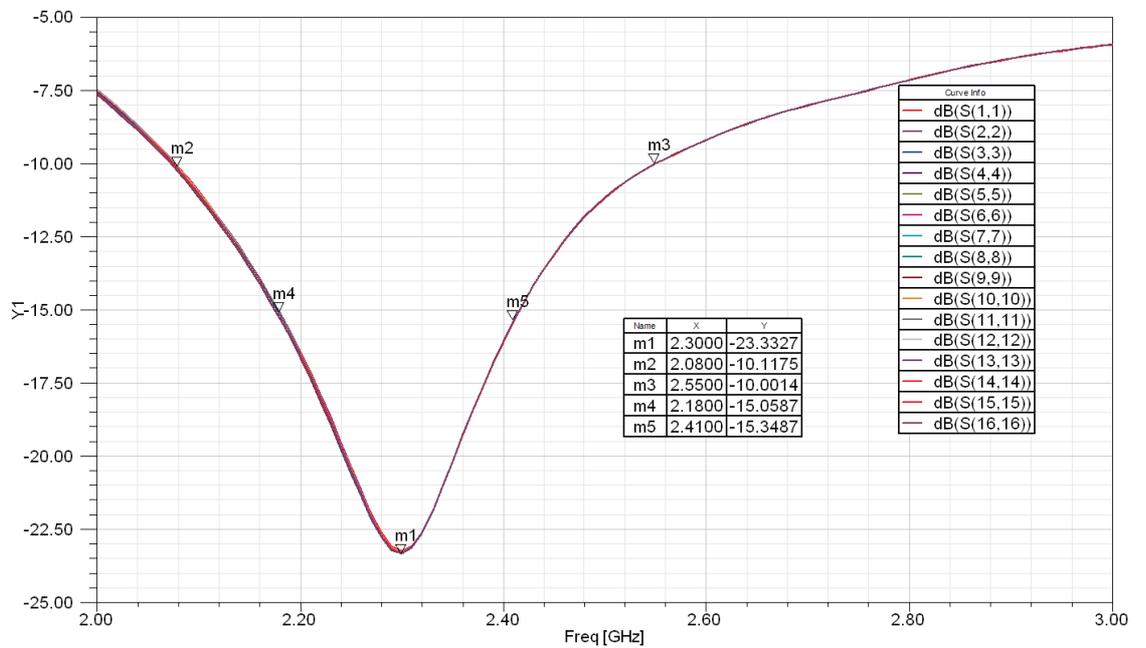
Les figures 4.42a (FEKO<sup>®</sup>) et 4.42b (HFSS<sup>®</sup>) montrent le module des paramètres  $S_{nn}$  des éléments rayonnants. La structure arbore une bande passante en impédance à  $-15$  dB d'environ 10% avec une fréquence de résonance proche de 2,3 GHz. À  $-10$  dB, la bande est de 21%.

Le diagramme de rayonnement a été tracé pour d'autres fréquences et pour les

CHAPITRE 4. ÉTUDE ET RÉALISATION DE STRUCTURES RAYONNANTES ADAPTÉES AUX PLATEFORMES



(a) sous FEKO<sup>©</sup>



(b) sous HFSS<sup>©</sup>

FIGURE 4.42 – Module des paramètres  $S_{nn}$  des éléments rayonnants en fonction de la fréquence, observation de la bande passante en impédance

deux modes. Il montre que la structure présente des performances en gain maximal et en ouverture du lobe principal similaires sur la bande passante en impédance à  $-15$  dB. Globalement, la bande passante en diagramme est limitée par les performances du mode omnidirectionnel. Cela s'explique par l'évolution de la distance électrique entre les éléments qui peut correspondre à une plage de fréquences peu propice au rayonnement dans le plan azimutal (cf. figure 4.13). Pour le mode pointé, les performances sont acceptables jusqu'à 2,46 GHz. D'une manière générale, la bande passante en impédance à  $-15$  dB représente la bande passante de l'antenne.

### 4.2.5 Étude du couplage

La présence d'autres éléments rayonnants, comme celle de la structure, perturbe le fonctionnement d'un monopôle par rapport à son utilisation isolée. Cette perturbation implique en premier lieu une modification de l'impédance qu'il présente à ces bornes. Or, une mauvaise adaptation engendre un coefficient de réflexion significatif qui affecte la proportion d'énergie incidente réfléchi vers le générateur. Une inadaptation diminue ainsi la puissance émise et le gain réalisé de l'antenne (cf. section 4.1.1). En d'autres termes, le placement des éléments rayonnants dans la structure induit un décalage conjoint de leur  $S_{mn}$ . Ce décalage est un effet du couplage avec la structure.

Ce premier effet ayant été intégré dès la phase de conception, la figure 4.42b arbore des courbes d'adaptation satisfaisantes pour tous les éléments du réseau. Toutefois, l'étude des termes de couplage montre qu'une quantité importante d'énergie peut être captée par un élément en provenance de ses voisins. En effet, ce qu'émet une antenne est susceptible d'être capté par les autres. D'après le principe de réciprocité, une partie de l'énergie ainsi captée est réfléchi et donc réémise. Ce processus implique donc des couplages directs et indirects. Ce « re-rayonnement » s'ajoute au rayonnement primaire et modifie le diagramme de rayonnement de la structure. Comme l'indique la figure 4.42b, l'adaptation des éléments est bonne et le couplage sera donc essentiellement direct. Pour l'évaluer aisément, il faut considérer la matrice  $\mathbf{S}$  associée au multipôle que représente le réseau d'antenne (figure 4.43). En effet, la structure peut être vue comme un réseau à 16 accès (16 entrées + 16 sorties). Le module en dB du paramètre  $S_{mn}$  représente alors le rapport entre la puissance reçue sur l'accès  $m$  et la puissance incidente sur l'accès  $n$ . La figure 4.44, extraite d'une simulation sous HFSS<sup>©</sup>, montre ainsi l'ensemble des modules des paramètres  $S_{1n}$  (pour le premier accès).

À 2,3 GHz, les courbes indiquent que le port 1 reçoit  $-14$  dB de la puissance émise depuis les ports 2 et 16 qui sont ses plus proches voisins. À mesure que des voisins plus éloignés sont considérés, le couplage diminue. Il reçoit ainsi  $-22$  dB depuis les ports 3 et 15 et  $-30$  dB des ports 4 et 14. Les signaux captés sur un port s'additionnent de manière constructive ou destructive en fonction de leur phase.

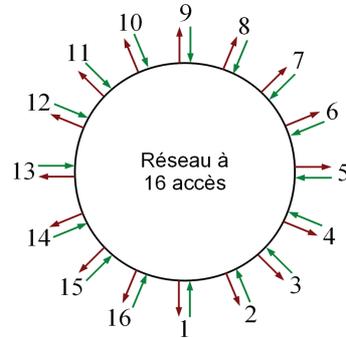


FIGURE 4.43 – Représentation des accès (ou ports) du réseau

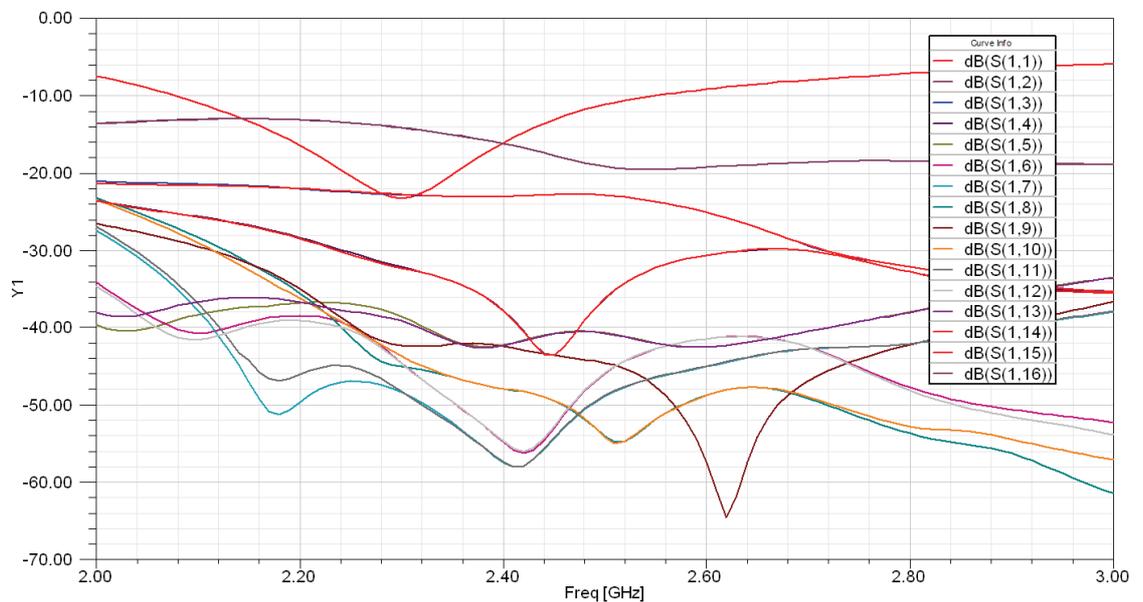
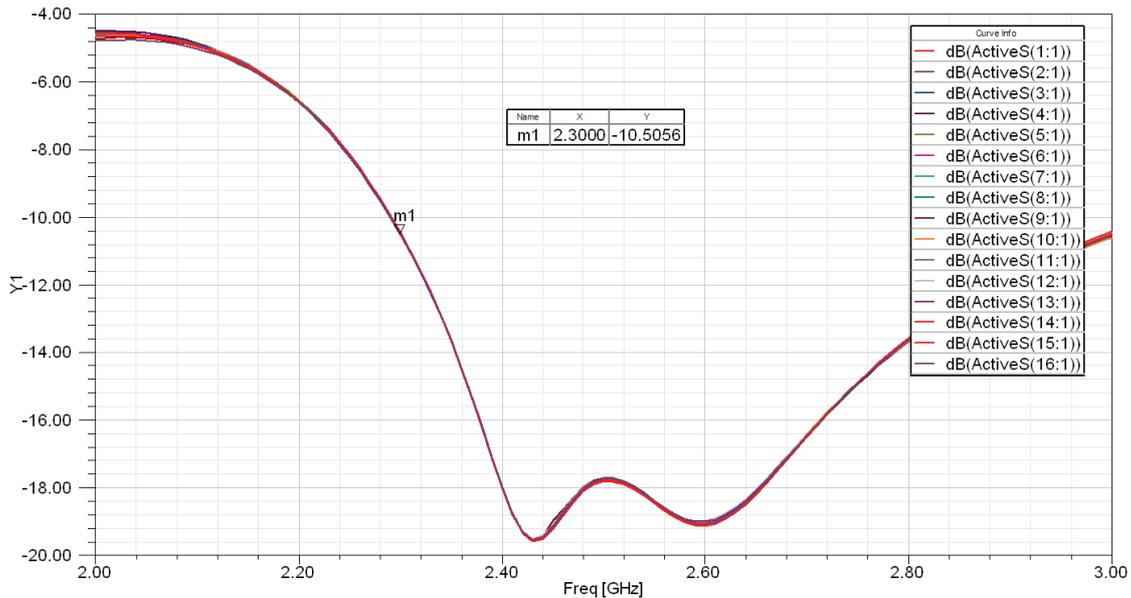


FIGURE 4.44 – Paramètres  $S_{1n}$  de la structure

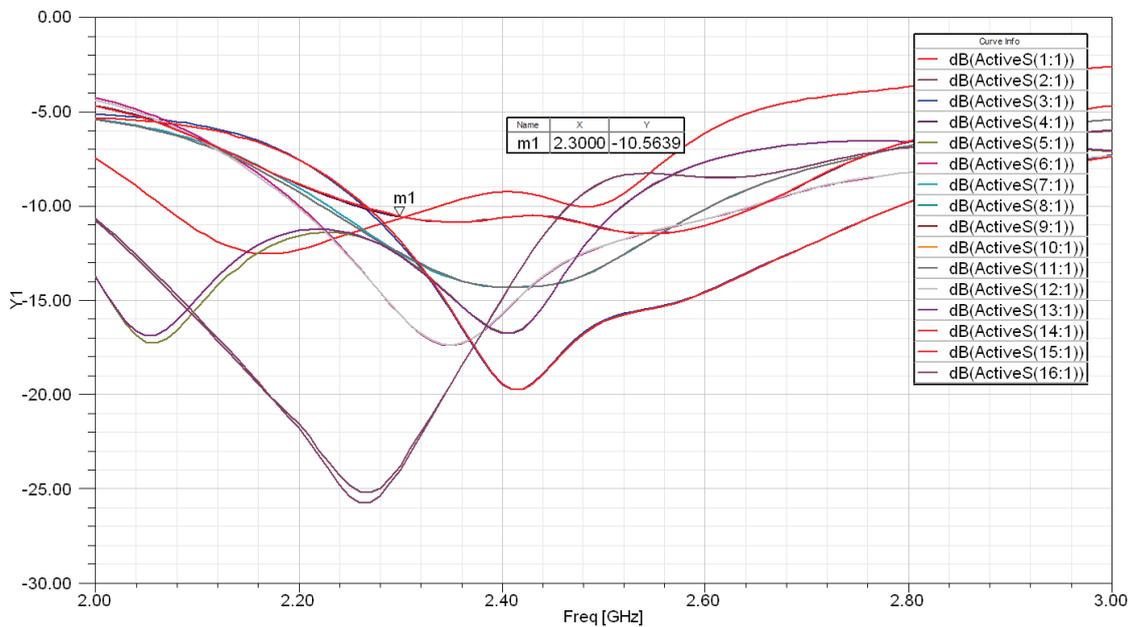
Vu du circuit d'alimentation ou d'une chaîne de réception, c'est la somme de ces signaux pondérée par leur coefficient complexe d'alimentation qui est susceptible d'affecter les performances globales du dispositif. En effet, un couplage fort peut entraîner un déplacement du point de fonctionnement de l'amplificateur de puissance ou une saturation de la chaîne de réception. Bien que les paramètres  $S$  ne changent pas – par définition – lorsque le mode de fonctionnement ou le balayage sont modifiés, les performances de la chaîne d'émission et/ou de réception peuvent être grandement altérées. En réalité, la somme de ce qui revient de la voie  $n$  vers le générateur est représentée par le paramètre  $S_n$  actif ou de balayage [73] car il est modifié en même temps que la direction pointée. La figure 4.45a montre ainsi les 16 paramètres  $S$  actifs pour le mode omnidirectionnel. La symétrie circulaire de la structure ainsi que l'excitation uniforme de tous les éléments imposent logiquement une similarité des courbes. Dans ce mode, tous les accès génèrent ainsi presque  $-11$  dB de signal retour à 2,3 GHz. Sur ce point, la montée en fréquence

## 4.2. CONCEPTION D'UNE STRUCTURE POUR EMBARCATION LÉGÈRE

paraît plus avantageuse que la descente puisque les termes de couplage sont plus faibles.



(a) mode omnidirectionnel



(b) mode pointé à 0°

FIGURE 4.45 – Paramètres  $S$  actifs ou de balayage de la structure

Le mode pointé est représenté par la figure 4.45b. Les termes de couplage sont alors parfois supérieurs à  $-10$  dB. Comme pour le mode pointé, le circuit d'alimentation devra être prévu pour traiter cette puissance captée. En effet, des

tentatives de minimisation du couplage n'ont pas donné de résultat satisfaisant. L'une d'entre elles est montrée par la figure 4.46. Cette technique déjà utilisée dans [82], consiste à insérer des séparateurs métalliques pour isoler les éléments. Ici, des simulations ont montrées que cela n'apportait pas de diminution significative des paramètres  $S$  actifs mais une dégradation des performances en rayonnement de la structure.

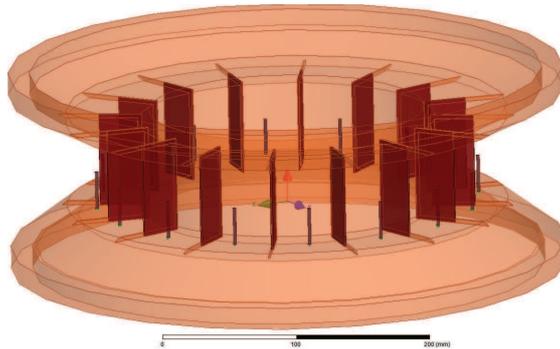


FIGURE 4.46 – Représentation de la structure avec des séparateurs

#### 4.2.6 Conclusions sur la conception

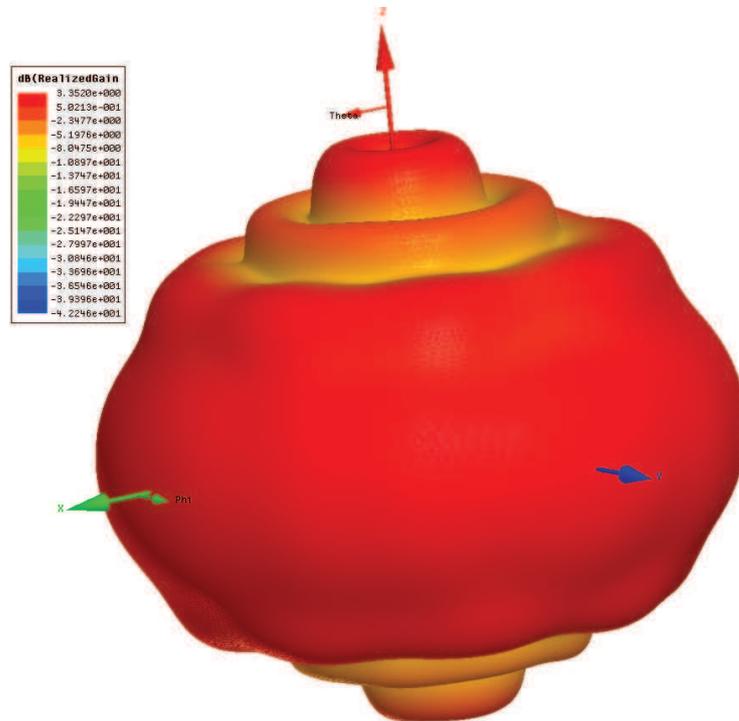
Les différentes étapes de conception d'une structure rayonnante adaptée à l'embarcation légère ont été présentées dans cette partie. La forme autorise l'intégration d'un dispositif d'alimentation ainsi qu'une installation sur un mât ou un empilement avec un radar de navigation. De plus, les performances obtenues par simulation électromagnétique à l'aide de méthodes numériques rigoureuses sont en accord avec les spécifications. Le tableau 4.7 les résume.

Nom du paramètre	Mode Omnidirectionnel	Mode Pointé
Bande passante	11%	14%
$f_{min} - f_{max}$	2,14 – 2,41 GHz	2,14 – 2,46 GHz
Gain maximal à 2,3 GHz	2,8 – 3,1 dBi	12,8 – 13,1 dBi
Ouverture à -3 dB en élévation	53°	59°– 62°
Ouverture à -3 dB en azimut	–	20°

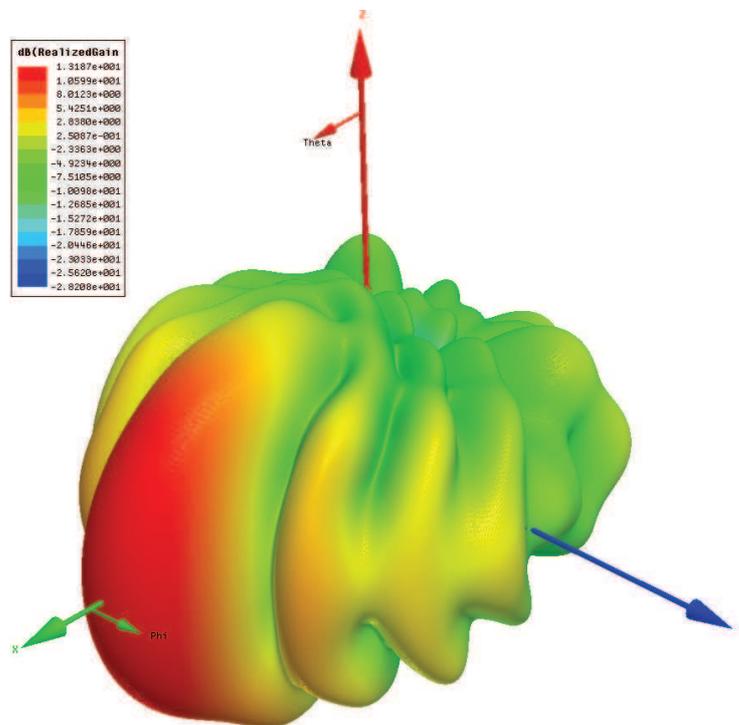
Tableau 4.7 – Performances de la structure rayonnante en simulation

Pour finir, les figures 4.47a et 4.47b montrent le diagramme 3D en gain réalisé de la structure dans ses deux modes de fonctionnement.

#### 4.2. CONCEPTION D'UNE STRUCTURE POUR EMBARCATION LÉGÈRE



(a) mode omnidirectionnel



(b) mode pointé à 0°

FIGURE 4.47 – Diagramme de rayonnement 3D en gain réalisé de la structure

## 4.3 Réalisation et mesures de la structure

La fabrication et la mesure de la structure rayonnante sont détaillées dans cette partie. Au préalable, un dispositif d'alimentation a été conçu pour les besoins du prototypage. Ses caractéristiques physiques et ses performances mesurées sont donc décrites dans une première section. Le prototype est ensuite présenté avant une comparaison des mesures et des simulations.

### 4.3.1 Caractérisation du circuit d'alimentation

Un dispositif d'alimentation des éléments rayonnants a été conçu pour mesurer la structure dans trois modes de fonctionnement dont les distributions de phase correspondantes sont données par le tableau 4.8.

Numéro d'élément	Mode 0 (omni)	Mode 1 (pointé à 0°)	Mode 2 (pointé à 11,25°)
1	0°	-196°	-171°
2	0°	-166°	-171°
3	0°	-79°	-111°
4	0°	-308°	0°
5	0°	-154°	-215°
6	0°	0°	-58°
7	0°	-229°	-273°
8	0°	-142°	-162°
9	0°	-112°	-102°
10	0°	-142°	-102°
11	0°	-229°	-162°
12	0°	0°	-273°
13	0°	-154°	-58°
14	0°	-308°	-215°
15	0°	-79°	0°
16	0°	-166°	-111°

Tableau 4.8 – Phases d'alimentation des éléments rayonnants pour 3 modes de fonctionnement de la structure

Le dispositif est constitué d'un diviseur/combineur de puissance 2 voies suivi de deux diviseurs/combineurs 8 voies qui alimentent les 16 éléments rayonnants. Son montage en mode omnidirectionnel est illustré par la figure 4.48. Les diviseurs/combineurs de marque MECA Electronics ont été transmis à une entreprise spécialisée dans la réalisation de câbles RF. Les deux câbles qui relient le diviseur/combineur 2 voies aux diviseurs/combineurs 8 voies sont appariés en phase en tenant compte d'éventuels déphasage introduits par le 2 voies. Les 16 câbles

### 4.3. RÉALISATION ET MESURES DE LA STRUCTURE

connectés aux éléments rayonnants garantissent une phase relative à 2,3 GHz correspondant à la distribution d'alimentation appropriée pour chaque mode. Ils tiennent également compte des déphasages que pourraient introduire les diviseurs 8 voies.

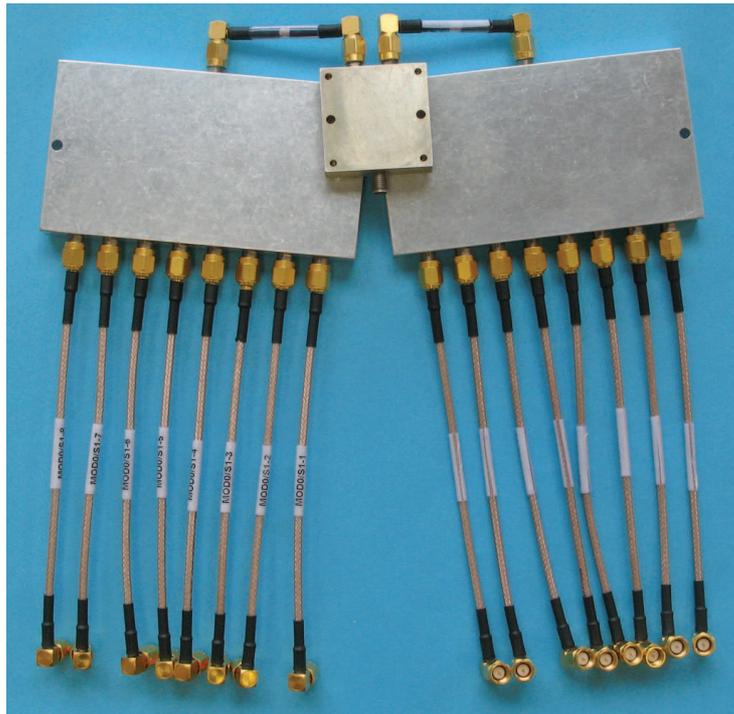
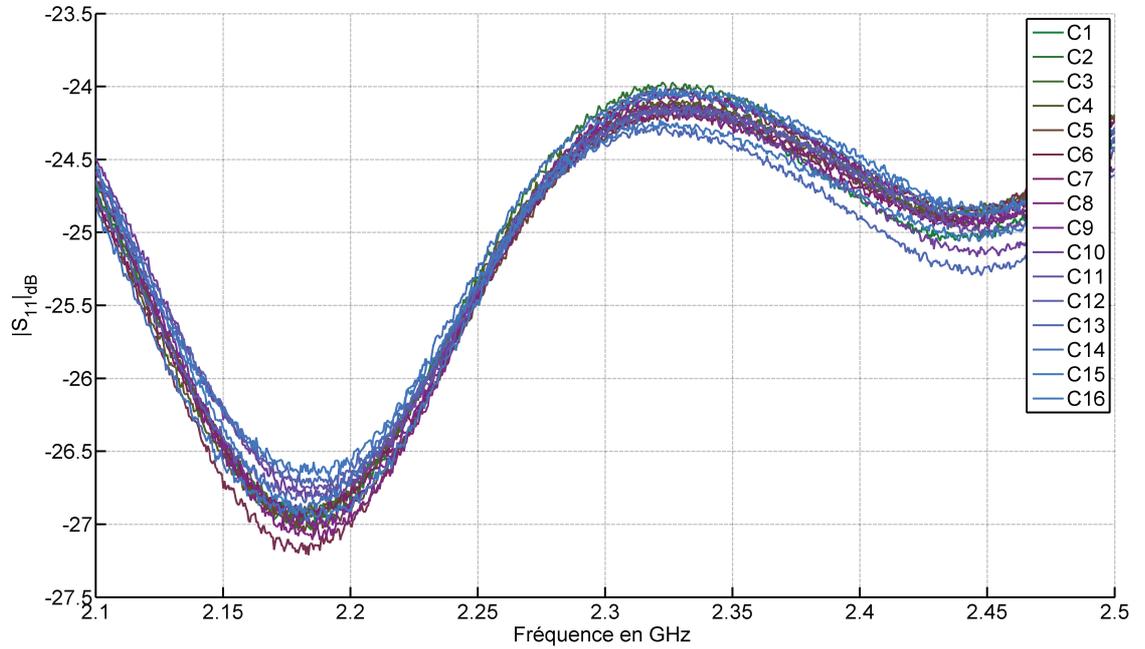
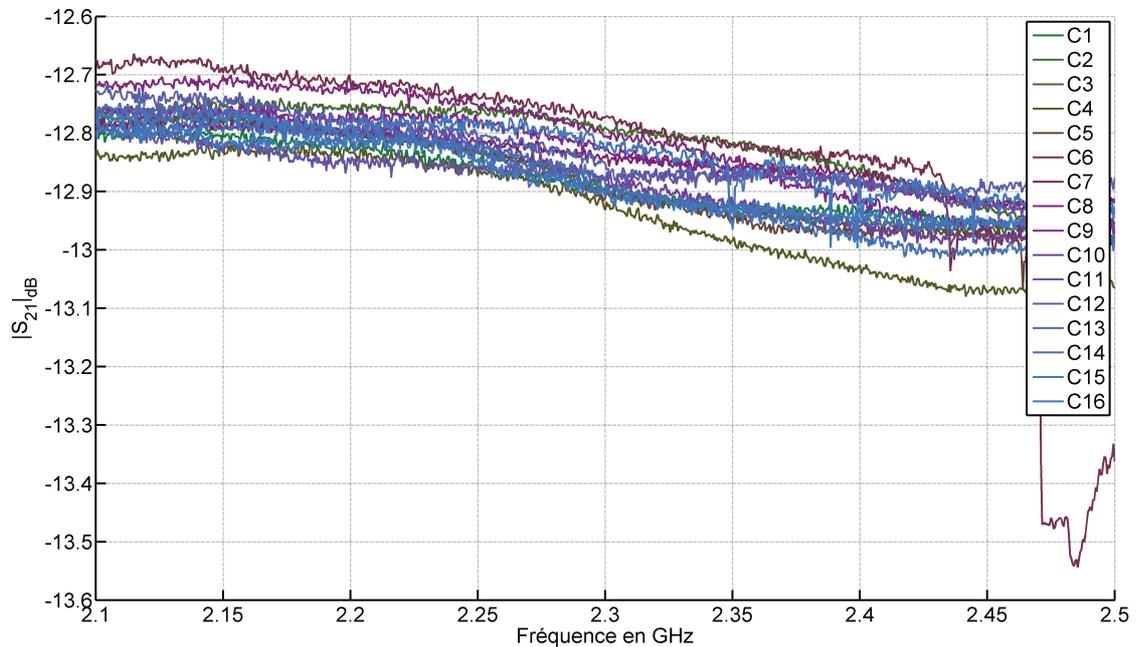


FIGURE 4.48 – Photo du circuit d'alimentation de la structure en mode omnidirectionnel

Des mesures ont été réalisées à Télécom Bretagne dès la réception du circuit d'alimentation. La figure 4.49a montre les coefficients de réflexion pour le mode omnidirectionnel (mode 0) obtenu en connectant le port 1 d'un Analyseur de Réseau Vectoriel (ARV) à l'entrée du diviseur/combiner 2 voies, qui correspond à l'entrée du circuit d'alimentation. Les courbes illustrent la bonne adaptation du circuit à  $50 \Omega$ . Les déphasages étant générés par des variations de la longueur des câbles, ce procédé est susceptible d'affecter le niveau de perte à la traversée du circuit. Or, une alimentation uniforme en amplitude des éléments est requise. La figure 4.49b, qui expose cette fois les coefficients de transmission pour le mode 1, montre que la variation des pertes est inférieure à 0,2 dB à 2,3 GHz. Puisqu'une atténuation nominale de  $-12$  dB correspond à la division de la puissance par 16, le circuit engendre pour tous les modes une atténuation supplémentaire inférieure à 1 dB.



(a) coefficient de réflexion – mode 0



(b) coefficient de transmission – mode 1

FIGURE 4.49 – Coefficients de réflexion et de transmission pour les 16 sorties du circuit d'alimentation

La distribution de phase a également été contrôlée. À partir des mesures, l'écart absolu en phase par rapport à la valeur moyenne (mode 0) et par rapport aux spécifications (modes 1 et 2) a été évalué (figure 4.50). Les erreurs de phases

constatées ont pour origine :

- la difficulté à tailler et sertir précisément les câbles,
- les courbures imposées aux câbles par la forme du circuit lors de la mesure.

Ces erreurs de quelques degrés doivent engendrer une légère altération du diagramme de rayonnement comme des simulations sous HFSS<sup>®</sup> le suggèrent. La distribution de phase des modes 1 et 2 n'étant valable qu'à 2,3 GHz, la structure rayonnante ne pourra être caractérisée en mode pointé qu'autour de cette fréquence. Toutefois, ce circuit d'alimentation sera suffisant pour valider le concept de structure adaptée à l'embarcation légère.

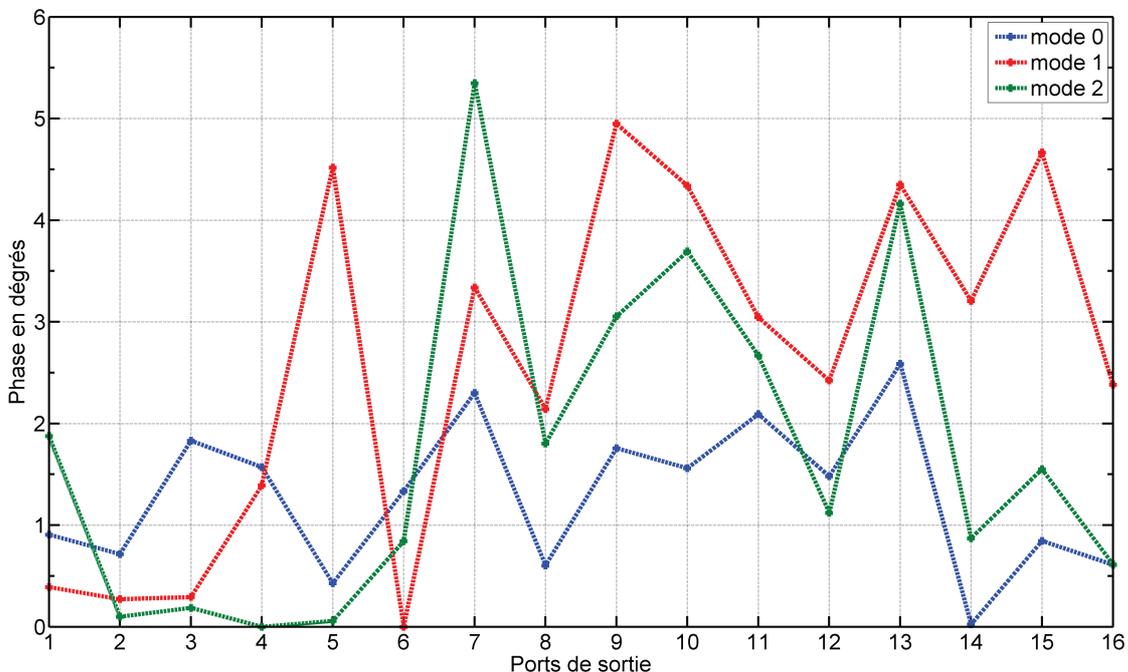


FIGURE 4.50 – Écart de phase absolu avec les spécifications pour les trois modes

À terme, le véritable circuit d'alimentation de l'antenne devra autoriser un pointage dynamique de la structure avec, de préférence, des amplificateurs de puissance répartis sur chaque élément rayonnant plutôt qu'un seul amplificateur.

### 4.3.2 Présentation du prototype

Une structure métallique a été réalisée par une entreprise spécialisée dans l'usinage de précision. Pour cela, des fichiers pour machines à commande numérique générés sous SolidWorks<sup>®</sup> à partir du modèle HFSS<sup>®</sup> avait été transmis. La structure, réalisée en aluminium, se compose de cinq pièces :

- le support des éléments rayonnant,
- la coiffe de forme complémentaire au support,
- le cylindre réflecteur lié au support et à la coiffe,

## CHAPITRE 4. ÉTUDE ET RÉALISATION DE STRUCTURES RAYONNANTES ADAPTÉES AUX PLATEFORMES

- le couvercle inférieur disposant d'une lumière pour le passage du câble d'alimentation,
  - le couvercle supérieur pour fermer complètement l'antenne.
- Les figures 4.51a et 4.51b montrent l'assemblage obtenu.

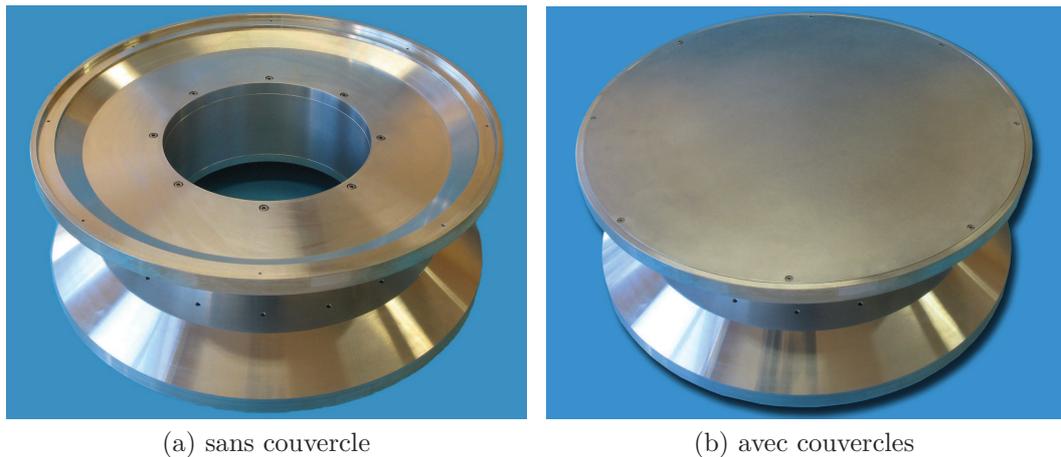


FIGURE 4.51 – Structure métallique en aluminium avant insertion des monopôles

Les monopôles sont des connecteurs SMA (*SubMiniature version A*) standards avec embase pour quatre vis et extension de diélectrique et d'âme. Pour éviter d'avoir à souder un supplément d'âme ou de raccourcir le diélectrique, des connecteurs à extensions allongées ont été commandés. La figure 4.52 montre ainsi un monopôle au côté d'un connecteur SMA standard.

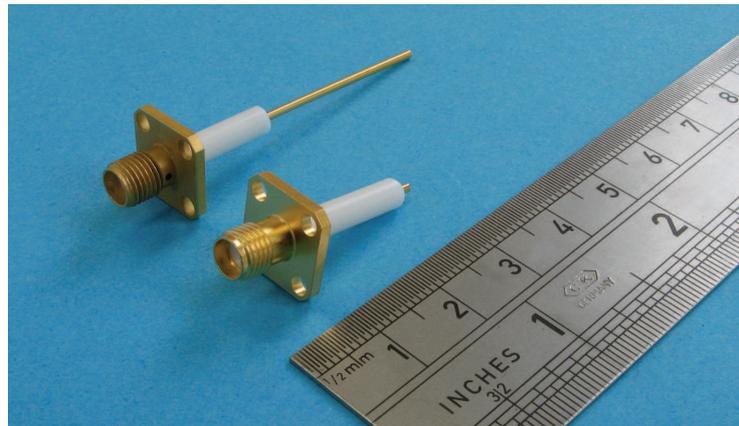
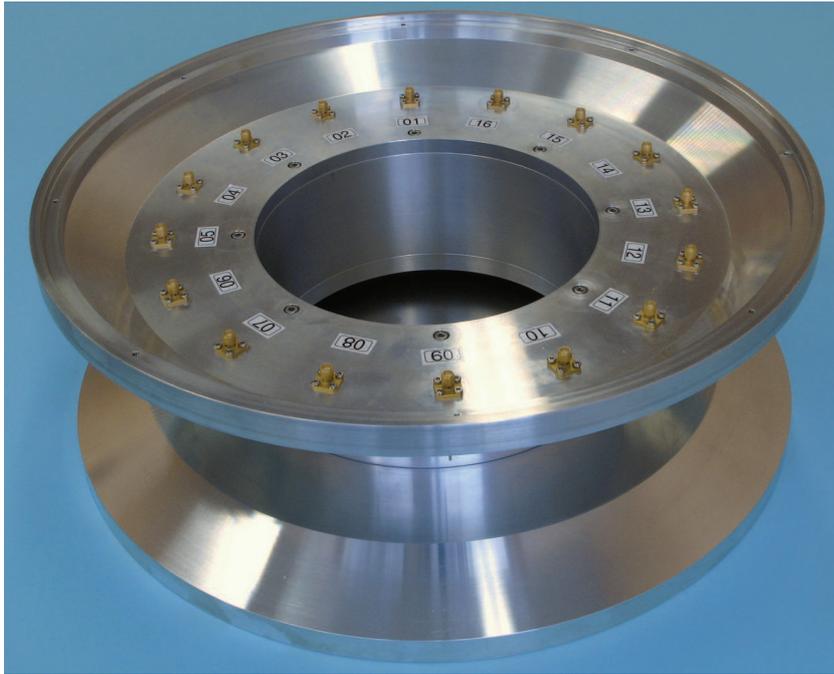


FIGURE 4.52 – Monopôle et connecteur SMA standard avec extension de diélectrique et d'âme

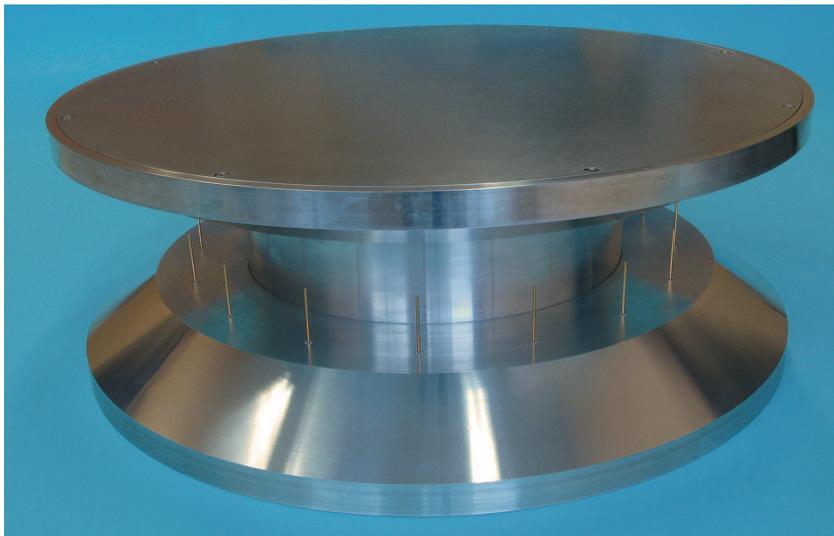
Lorsque le type de monopôle a été déterminé, des simulations ont été réalisées pour évaluer la longueur permettant d'adapter les monopôles à 2,3GHz. Ainsi, une

### 4.3. RÉALISATION ET MESURES DE LA STRUCTURE

extension d'âme de 3 cm (hors du diélectrique) avait été spécifiée au fabricant de connecteur. La figure 4.53a montre les monopôles insérés dans la structure vue de dessous. La structure rayonnante complète est ainsi exposée par la figure 4.53b.



(a) vue de dessous



(b) avec couvercles

FIGURE 4.53 – Photos de la structure après insertion des monopôles

La caractérisation complète de la structure nécessitant l'emploi d'une chambre anéchoïque, une mesure préalable des paramètres  $S$  du réseau a été réalisée au sein

du département Micro-Ondes de Télécom Bretagne. L'objectif était de valider les dimensions des monopôles et de vérifier le bon fonctionnement de l'ensemble. La figure 4.54 démontre ainsi le bon accord des mesures des  $S_{nn}$  avec les simulations (source HFSS<sup>®</sup>). Les monopôles arborent en moyenne une bande passante en impédance de 17,5 % à  $-10$  dB et de 8,7 % à  $-15$  dB. La plage de fonctionnement s'étend ainsi de 2,1 à 2,5 GHz à  $-10$  dB. La fréquence centrale moyenne est de 2,29 GHz. De légères variations des performances sont observées d'un monopôle à l'autre. Elles sont principalement dues aux différences d'ajustement du diélectrique dans la structure. Par exemple, le monopôle 2 qui apparaît être le moins performant est le seul à présenter un ajustement glissant avec le support. La continuité d'impédance est donc bien assurée.

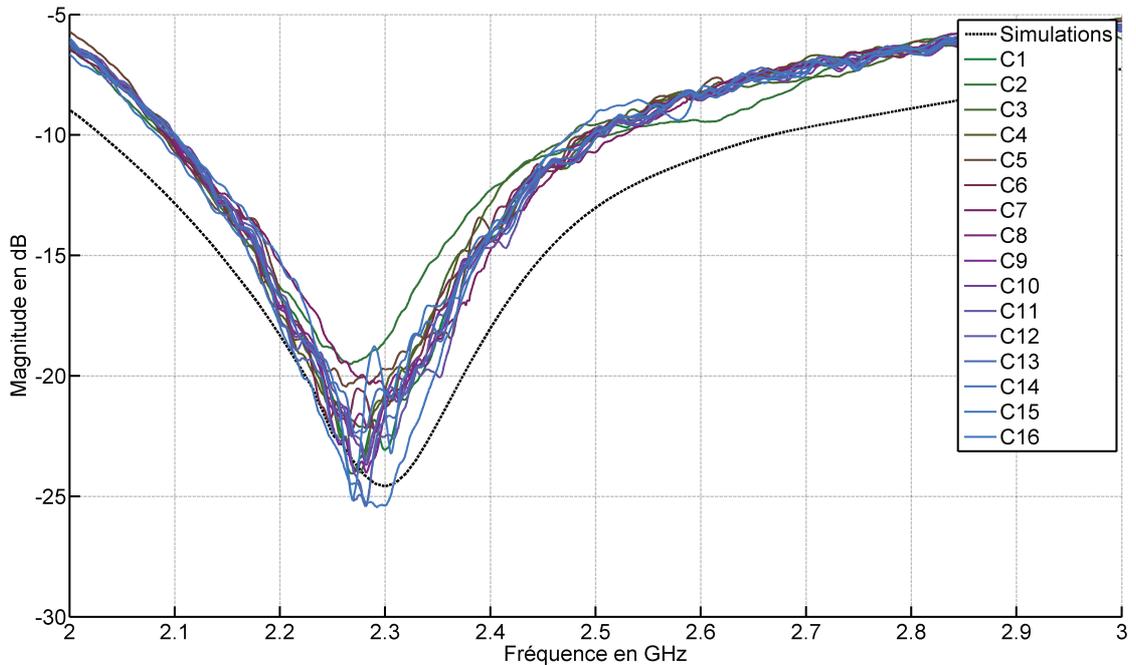


FIGURE 4.54 – Coefficients de réflexion des monopôles, comparaison avec les résultats de simulations sous HFSS<sup>®</sup>

La figure 4.55 présente une comparaison entre les mesures et les simulations pour les quatre premiers termes de couplage entre les éléments rayonnants. Les termes du couplage sont alors en accord avec les simulations autour de la plage de fonctionnement des monopôles. Cela permet d'indiquer que les monopôles sont adaptés et qu'ils rayonnent.

Ces premiers résultats de mesure montrent que la méthode de fabrication de la structure permet d'assurer un comportement en accord avec les simulations. Pour finir, la figure 4.56 montre le réseau vu de dessous après insertion du dispositif d'alimentation en mode omnidirectionnel.

### 4.3. RÉALISATION ET MESURES DE LA STRUCTURE

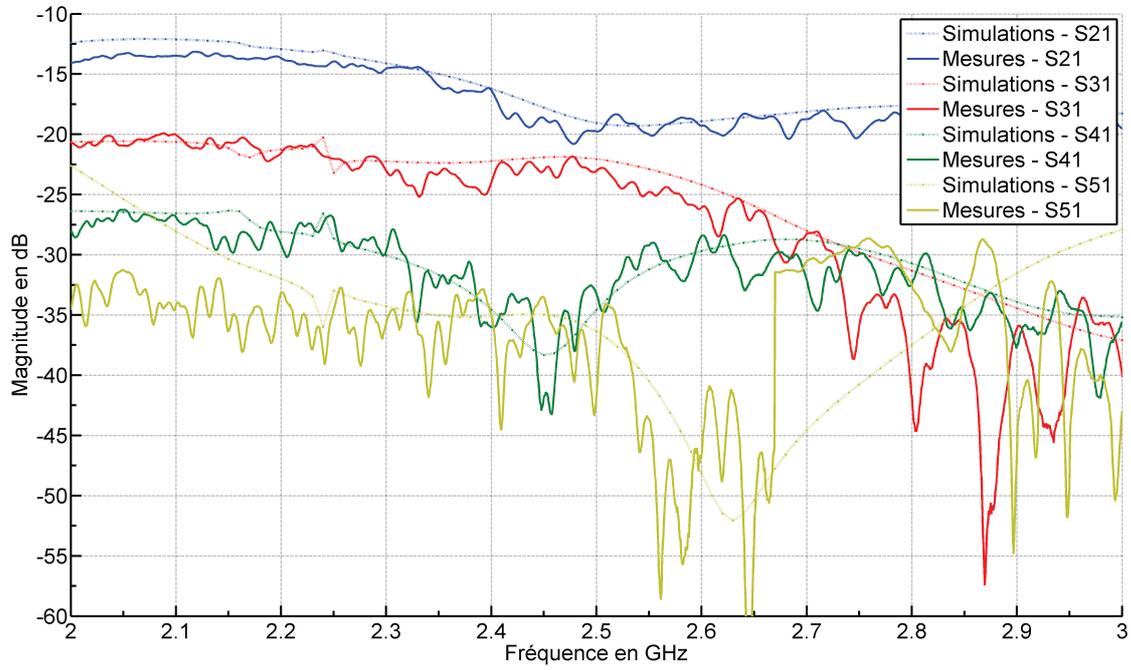


FIGURE 4.55 – Termes du couplage entre les monopôles (coefficients de transmission), comparaison avec les résultats de simulations sous HFSS<sup>®</sup>



FIGURE 4.56 – Vue de dessous de la structure après insertion du dispositif d'alimentation

### 4.3.3 Présentation des mesures

Les caractéristiques du rayonnement doivent être mesurées par une entreprise spécialisée. Cette dernière doit disposer de moyens adaptés à une structure dont le champ lointain est à une distance minimale de 3 mètres. Les mesures ont donc été réalisées dans la SG24 de SATIMO. La figure 4.57 montre la structure rayonnante montée sur un mât métallique dans la chambre de mesure.

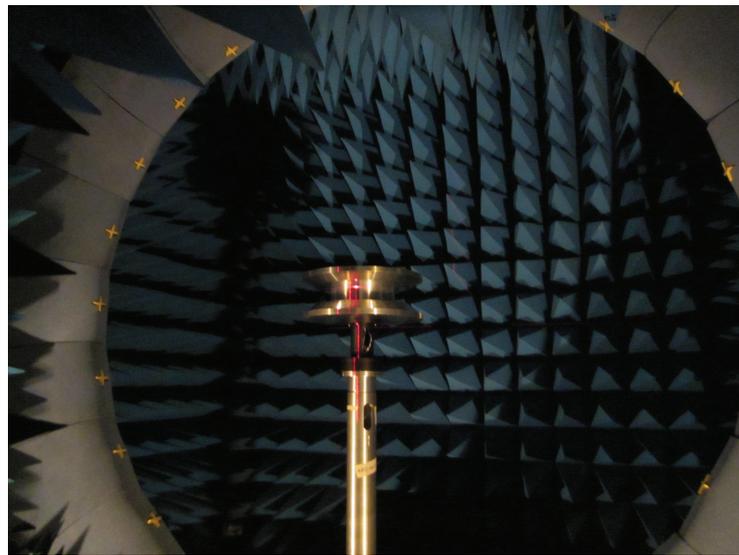


FIGURE 4.57 – La structure rayonnante dans la SG24 de SATIMO

Pour une position azimutale donnée, la SG24 mesure 24 points d'élévation selon deux polarisations croisées. Ensuite, l'inclinaison du mât permet de mesurer d'autres positions en élévation par sur-échantillonnage. Enfin, une rotation du mât permet de répéter les présentes opérations pour d'autres positions azimutales. Ces mesures sont effectuées en champ proche ; une transformation est donc opérée pour obtenir les résultats en champ lointain.

#### Mode omnidirectionnel

La figure 4.58 présente la comparaison entre la simulation sous FEKO<sup>®</sup> et la mesure. Une perte nominale de 0,9 dB a été soustraite aux simulations pour tenir compte des pertes dans le circuit d'alimentation. Les mesures confirment ainsi la pureté du mode omnidirectionnel dont le niveau moyen est de 1,85 dBi pour un écart maximal de 0,4 dB. Un gain maximal de 2,11 dBi est également obtenu pour une élévation de 93°. Ainsi, un réseau d'alimentation de meilleure qualité permettrait de dépasser les performances d'un dipôle simple. En élévation, les lobes secondaires inférieurs sont affectés par la présence du mât de mesure métallique.

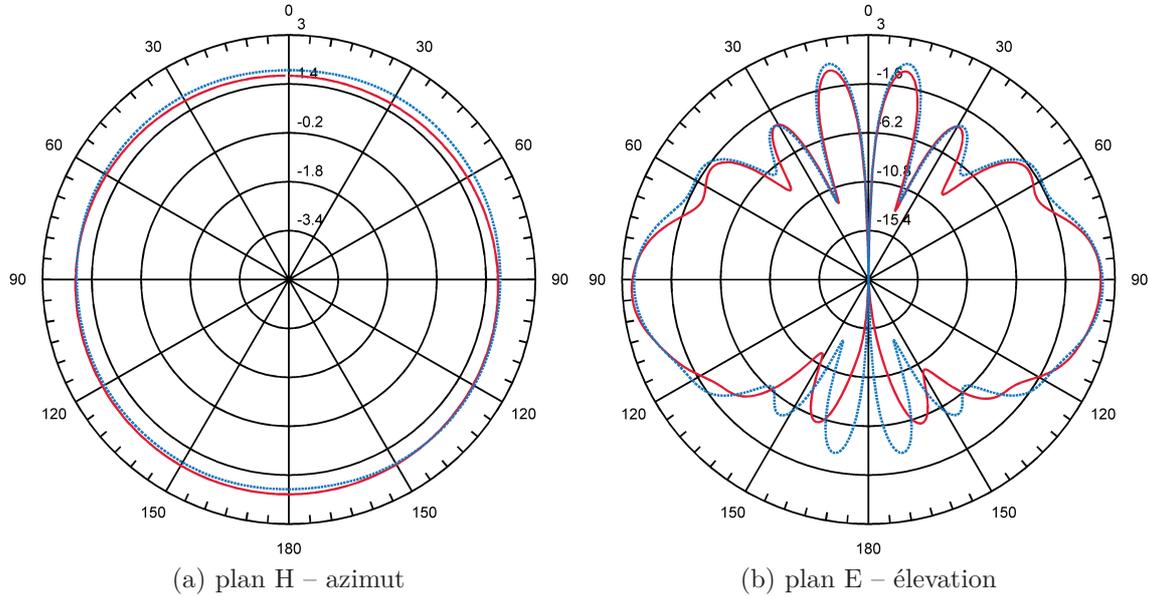


FIGURE 4.58 – Diagramme de rayonnement en gain à 2,3 GHz de la structure en mode omnidirectionnel, comparaison entre la simulation sous FEKO<sup>©</sup> (courbe bleue – tirets) et la mesure (courbe rouge)

La figure 4.59 montre la courbe de mesure du coefficient de réflexion à l'entrée du circuit d'alimentation – en mode 0 – lorsque celui-ci est connecté à la structure rayonnante. La bonne adaptation des monopôles et la recombinaison favorable des termes de couplage autorisent ainsi un fonctionnement de la structure sur une gamme de fréquences allant de 2,15 à 2,5 GHz, sans altération des performances de l'amplificateur de puissance.

### Modes pointés

Contrairement au mode omnidirectionnel qui conserve la bonne distribution de phase en fonction de la fréquence, la longueur des câbles du circuit d'alimentation produit des phases différentes lorsque le dispositif est mesuré pour d'autres fréquences qu'à 2,3 GHz. Néanmoins, ce procédé permet de valider le concept de réseau pointé. La figure 4.60 montre ainsi le diagramme de rayonnement en gain pour le mode pointé à 0°, lorsque tous les éléments rayonnants sont allumés (courbe orange) et lorsque trois éléments en arrière sont éteints (courbe rouge). Ces résultats sont également comparés à une simulation sous HFSS<sup>©</sup> dans le cas où tous les éléments sont allumés (courbe bleue – tirets).

La forme du diagramme est une nouvelle fois en accord avec les simulations. Malgré les erreurs de phase constatées en mesurant le circuit, le réseau conserve de bonnes propriétés avec un gain maximal de 10,95 dBi et 10,85 dBi lorsque les éléments hors visibilité sont éteints. Par ailleurs, l'ouverture en élévation à

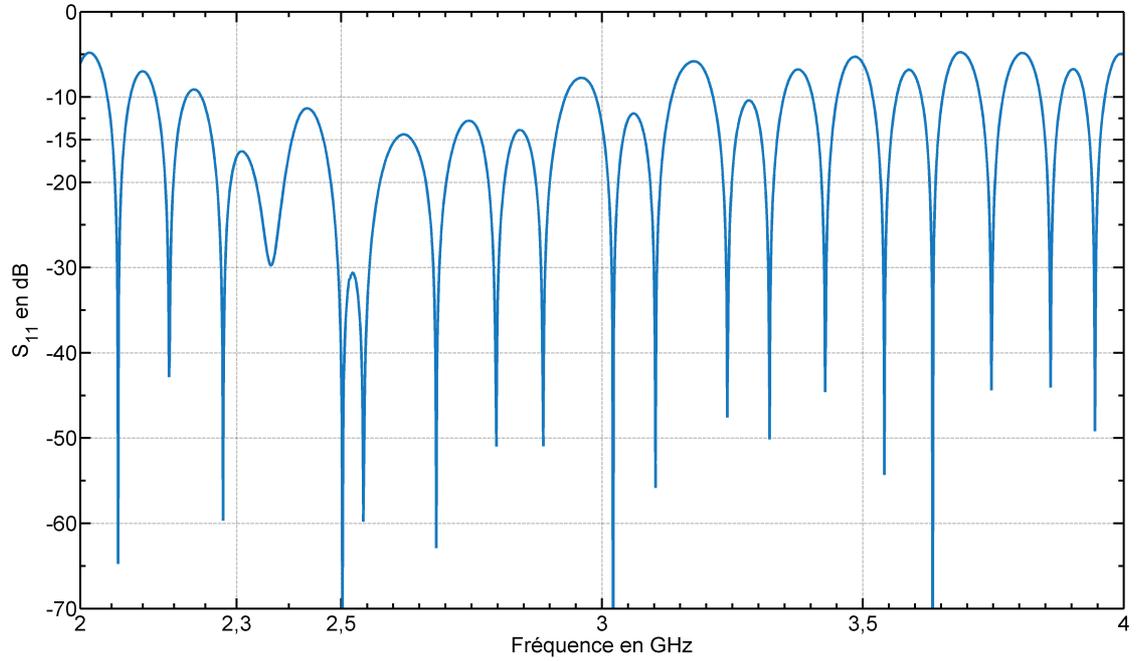


FIGURE 4.59 – Courbe d’adaptation d’impédance du système structure rayonnante+circuit d’alimentation en mode 0

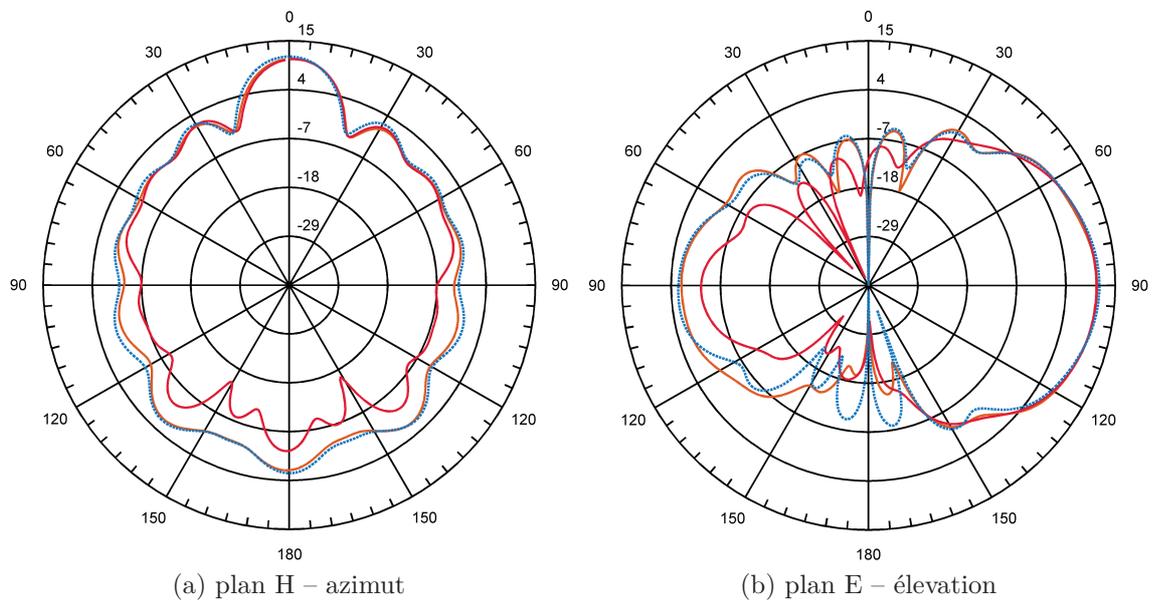


FIGURE 4.60 – Diagramme de rayonnement en gain à 2,3 GHz de la structure en mode pointé à  $0^\circ$ , comparaison entre la simulation sous HFSS<sup>®</sup> (courbe bleue – tirets) et la mesure (courbe orange – 16 éléments allumés – et rouge – trois éléments arrières éteints –)

-3 dB est de  $57,5^\circ$ . Des résultats similaires sont obtenus lorsque le deuxième circuit d'alimentation, permettant un pointage à  $11,25^\circ$ , est utilisé.

### Reconstruction de diagrammes à partir des mesures d'un seul monopôle

Le premier monopôle ayant été mesuré seul, le diagramme de rayonnement de la structure peut être reconstruit sous MATLAB<sup>®</sup>. L'objectif est d'estimer les performances du réseau en faisant abstraction des défauts du circuit d'alimentation. Ce procédé permet également d'observer son comportement pour d'autres fréquences en mode pointé. La distribution des phases d'alimentation est alors adaptée pour un pointage à  $0^\circ$  et pour trois fréquences. La figure 4.61 présente ainsi le diagramme en azimut de la structure à 2,2 GHz (courbe orange), à 2,3 GHz (courbe bleu) et à 2,4 GHz (courbe rouge).

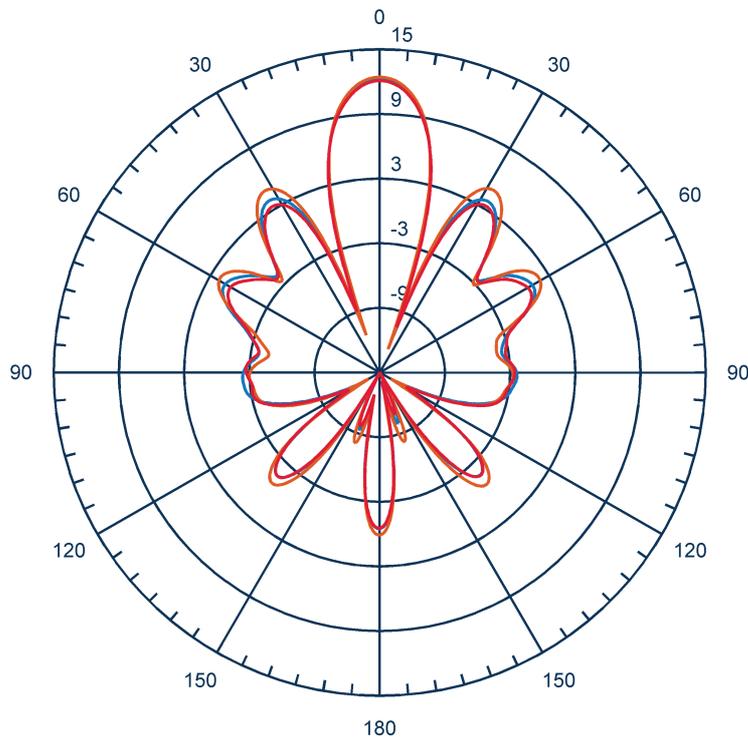


FIGURE 4.61 – Diagramme de rayonnement en gain et en azimut de la structure en mode pointé, reconstruction à partir des mesures d'un seul monopôle à 2,2 GHz (orange), à 2,3 GHz (bleu) et à 2,4 GHz (rouge)

Dans cette configuration, la forme du diagramme et les performances de la structure sont très satisfaisantes. Le gain maximal est toujours supérieur à 12 dBi.

#### 4.3.4 Conclusions sur la réalisation et les mesures

Un prototype de la structure rayonnante présentée dans la partie précédente a été réalisé. Un circuit d'alimentation permettant d'évaluer ses performances dans trois modes de fonctionnement a également été conçu. Des mesures préliminaires à l'ARV ont montrées que ce dernier présente une bande passante en impédance largement supérieure au réseau à tester. Les pertes en transmission sont également inférieures à 1 dB. Des mesures des monopôles à l'ARV montrent également leur bonne adaptation et des couplages conformes aux résultats de simulation. Elles révèlent également l'importance du bon ajustement des connecteurs au support.

Les mesures de la structure produisent également des résultats en accord avec les simulations. En revanche, les pertes et erreurs de phase introduites par le circuit d'alimentation permettent seulement d'approcher un gain maximal de 11 dBi. Ces résultats confirment donc la nécessité de développer un circuit plus évolué, composé par exemple d'une amplification distribuée.

### 4.4 Conclusion du chapitre

Dans une première partie, l'architecture des aériens de l'embarcation légère et de son navire support a été sélectionnée en considérant les contraintes d'intégration et les caractéristiques de chaque méthode de pointage. Une répartition d'antennes sectorielles commutées est conseillée pour le navire tandis que l'embarcation tirera parti d'un réseau circulaire d'éléments rayonnants faiblement directifs. Dans ce dernier cas, la co-localisation des éléments est nécessaire et la structure rayonnante devra permettre son empilement avec d'autres systèmes pour être intégrable. En plus d'un mode directif pour améliorer le bilan de liaison, elle devra autoriser un fonctionnement en mode omnidirectionnel en azimut pour faciliter l'échange initial (ou après interruption) des données avec le navire support.

La conception d'un tel dispositif a donc été décrite dans une seconde partie. Il est basé sur un réseau circulaire de 16 monopôles inséré dans une structure métallique permettant de travailler le rayonnement en élévation et de faciliter le passage de câbles ou d'un mât. De plus, l'espace réservé sous les monopôles autorisera l'intégration future d'un circuit d'alimentation et de pointage. Simulée sous FEKO<sup>©</sup> et HFSS<sup>©</sup>, la structure rayonnante arbore des performances similaires au dipôle en mode omnidirectionnel et un gain supérieur à 12 dBi en mode pointé. Par ailleurs, les autres caractéristiques sont en accord avec les spécifications définies à l'aide de l'outil de simulation décrit dans le chapitre précédent.

La fabrication et la mesure d'un prototype ont été détaillées dans une dernière partie. L'objectif était de valider dans les conditions du laboratoire le concept de dispositif rayonnant adapté à l'embarcation légère. Les données du rayonnement

#### 4.4. CONCLUSION DU CHAPITRE

---

de la structure en mode omnidirectionnel et en mode pointé sont en accord avec les simulations.

# Conclusion

LES possibilités offertes par l'évolution des techniques de communications ont été analysées dans le cadre d'un projet de conception d'une transmission vidéo en temps réel et en milieu marin. Un panorama de concepts allant du codage de source aux réseaux d'antennes via la modélisation déterministe du canal de transmission a été établi. Il montre qu'il existe de nombreuses alternatives à une simple augmentation de la puissance d'émission.

La présentation des techniques de compression vidéo du premier chapitre a conduit à l'étude de la robustesse des flux transmis et à la définition d'une architecture logique propice à une liaison en temps réel. Aussi, l'encapsulation des données suivant des protocoles orientés réseau se révèle-t-elle avantageuse. De plus, elle est adaptée à l'architecture proposée pour le navire support dans le dernier chapitre. En outre, la qualité de service nécessaire et le taux d'erreur binaire associé sont particulièrement difficiles à estimer. En effet, ils dépendent de la répartition des erreurs enregistrées en réception et de la complexité de la scène représentée. La suite des investigations a donc été fondée sur des besoins opérationnels complétés par des ordres de grandeurs de taux d'erreur binaire rencontrés dans les normes de transmissions modernes. Puis, de nouveaux concepts tels que le codage conjoint source-canal ou la dégradation progressive de la qualité d'une vidéo ont été abordés. Ils permettent une exploitation intelligente du débit disponible et son évolution au cours du temps. Par contre, ils doivent s'appuyer sur une connaissance approfondie du canal de propagation. Cette remarque s'applique également au cas de l'OFDM dont l'emploi ne peut être justifié si l'interconnexion de nombreux utilisateurs n'est pas envisagée ou si le canal n'est pas spécialement sélectif en fréquence.

Différents modèles de propagation des ondes radioélectriques en milieu marin ont été mis en œuvre dans le second chapitre. Ces modèles déterministes ont montré que la liaison sera principalement bornée par la rotondité de la Terre. Cette constatation s'étant révélée en considérant qu'une liaison haut débit nécessite une fréquence porteuse supérieure à 300 MHz, l'étude des différentes causes d'affaiblissement des ondes a par ailleurs montré que cette fréquence ne devait pas être choisie au-delà de quelques GHz. Parmi les concepts novateurs susceptibles d'améliorer la transmission, l'utilisation de plusieurs antennes en émission ou en

---

réception a été abordée lors de l'étude de la diversité introduite par le canal. Des stratégies d'exploitation de la diversité – qui est essentiellement spatiale verticale – ont ainsi été proposées. D'autre part, les prévisions des modèles déterministes ont été complétées par l'étude qualitative de ce qu'induit une dégradation de l'état de mer. Si l'utilisation d'antennes directives entraîne une réduction de l'influence de l'environnement, les modèles actuels ne permettent pas une estimation sécurisante de l'effet du masquage par les vagues. Des recommandations sur l'opérabilité de la liaison en fonction de l'état de mer et du type de plateforme ont donc été formulées. Pour finir, la création d'un modèle intégrant la réfraction dans l'atmosphère, la réflexion spéculaire sur la mer, la diffusion par la surface, les masquages par les vagues et la diffraction à longue portée est une perspective intéressante. Avec une base de données d'attitude de quelques navires, ce modèle améliorerait l'outil de simulation du canal de transmission développé au cours des recherches présentées dans ce mémoire. Ce modèle devrait ensuite être validé par des expérimentations *in situ*.

Le troisième chapitre a débuté par l'estimation du bilan de liaison en limite de liaison tangente comparé au seuil de sensibilité d'un récepteur cohérent théorique, le cas d'une liaison entre deux navires ou deux embarcations n'ayant pas été exclu. Ainsi, la faible hauteur de l'antenne sur une embarcation légère apparaît être le facteur principalement limitant de la portée de la liaison. La nécessité d'employer des antennes directives a également été confirmée. Comme la liaison peut être affectée par l'attitude des plateformes lorsque de telles antennes sont utilisées, un modèle de transmission autorisant l'évaluation de ces effets a été développé. Le script permet ainsi le suivi de la puissance reçue au cours du temps lorsque des données d'attitudes sont appliquées aux plateformes. La spécification des antennes a ainsi été affinée. Par ailleurs, l'étude de l'effet Doppler a montré qu'il ne sera pas problématique comparativement à ce qui peut être rencontré dans d'autres environnements, si le système est prévu pour la mobilité.

Fort de tous ces résultats, l'architecture des aériens de l'embarcation légère et de son navire support a été déterminée en entame du quatrième et dernier chapitre. La répartition d'antennes sectorielles commutées pour le navire support et l'utilisation d'un réseau d'éléments rayonnants à topologie circulaire ont été sélectionnées à l'aune des contraintes d'intégration. Pour faciliter le passage d'un mât ou l'empilement des systèmes sur l'embarcation, un dispositif composé de monopôles, d'un cylindre réflecteur et d'éléments structurants a été conçu. La dernière partie du chapitre a été consacrée à la présentation du prototype et à la comparaison des résultats de mesure aux simulations. Si la structure rayonnante obtenue arbore un gain supérieur à 12 dBi, ses performances ne se révéleront complètement qu'après le développement d'un dispositif d'alimentation et de pointage approprié. En la matière, la capacité de loger sous les monopôles un circuit de formation numérique des faisceaux qui exploite les capacités de recherche en mode omnidirectionnel de

la structure semble être une perspective prometteuse. D'ores et déjà, l'utilisation du circuit d'alimentation provisoire en mode omnidirectionnel doit permettre une validation opérationnelle des qualités à l'intégration de la structure.

En conclusion, l'analyse de différentes notions – sans cloisonnement à une discipline particulière des télécommunications – a permis de révéler des concepts visant à améliorer le débit et la qualité d'une liaison à haut débit en milieu marin. Pour cela, les recherches présentées ici ont amené au développement d'un outil de simulation déterministe du canal de transmission et d'une structure rayonnante pour embarcation légère.

---

## Contributions scientifiques et techniques

**Publication en journal international :** *Impact of ship motions on maritime radio links*, William Hubert, Yvon-Marie Le Roux, Michel Ney, et Anne Flaman, International Journal on Antennas and Propagation, 2012

**Dépôt d'un brevet :** *Antenne du type à réseau circulaire améliorée*, référence FR1350060, sur la structure rayonnante, 2013

## Annexe A

# Permittivité complexe relative de l'eau de mer

L'eau de mer est un milieu diélectrique non magnétique à pertes de perméabilité relative  $\mu_r = 1$ . Soit  $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$  la permittivité complexe et  $\sigma = \omega\epsilon''$  la conductivité,  $\omega$  étant la pulsation de l'onde incidente. La permittivité complexe relative de l'eau de mer  $\eta$  intervenant dans l'expression du facteur de réflexion de Fresnel, une méthode de calcul basé sur le modèle de Stogryn [83] qui s'appuie sur l'équation de Debye est proposée ici. Soit :

$$\eta = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 - j2\pi\tau f} + j \frac{\sigma_{ion}}{2\pi\epsilon_0 f} \quad (\text{A.1})$$

Dans cette dernière équation, les différents paramètres sont :

- $\epsilon_0 \simeq 8,854 \cdot 10^{-12}$  : la permittivité du vide en F/m,
- $\epsilon_s$  : la permittivité statique,
- $\epsilon_\infty$  : la permittivité à très haute fréquence,
- $\tau$  : le temps de relaxation en secondes,
- $\sigma_{ion}$  : la conductivité ionique en S/m,
- $f$  : la fréquence en Hz de l'onde incidente.

L'équation A.1 étant établie sous la convention  $\epsilon = \epsilon' + j\epsilon''$ , nous utiliserons son conjugué complexe tel que :

$$\eta = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j2\pi\tau f} - j \frac{\sigma_{ion}}{2\pi\epsilon_0 f} \quad (\text{A.2})$$

Ce modèle empirique est bâti sous l'hypothèse que ces paramètres dépendent de la salinité  $S$  (en g/kg ou en ‰) et de la température  $T$  (en °C). Soit également la normalité  $N$ , pour  $0 \leq S \leq 260$ , telle que :

$$N(S) = 1,707 \cdot 10^{-2} S + 1,205 \cdot 10^{-5} S^2 + 4,058 \cdot 10^{-9} S^3 \quad (\text{A.3})$$

De plus,

$$\epsilon_s(T, N) = \epsilon_s(T, 0) \cdot a(N) \quad (\text{A.4})$$

---


$$2\pi\tau(T,N) = 2\pi\tau(T,0)\cdot b(N,T) \quad (\text{A.5})$$

Avec, pour une salinité nulle,

$$\epsilon_s(T,0) = 87,74 - 4,0008\cdot 10^{-2}T + 9,398\cdot 10^{-4}T^2 + 1,410\cdot 10^{-6}T^3 \quad (\text{A.6})$$

$$2\pi\tau(T,0) = 1,1109\cdot 10^{-10} - 3,824\cdot 10^{-12}T + 6,938\cdot 10^{-14}T^2 - 5,096\cdot 10^{-16}T^3 \quad (\text{A.7})$$

Pour  $0 \leq T \leq 40$  °C et  $0 \leq N \leq 3$ ,

$$a(N) = 1 - 0,2551N + 5,151\cdot 10^{-2}N^2 - 6,889\cdot 10^{-3}N^3 \quad (\text{A.8})$$

$$b(N,T) = 1 - 0,04896N + 0,1463\cdot 10^{-2}NT - 0,02967N^2 + 5,644\cdot 10^{-3}N^3 \quad (\text{A.9})$$

Soit l'expression de la conductivité ionique, telle que :

$$\sigma_{ion}(T,S) = \sigma_{ion}(25,S) \exp(-\delta \cdot \alpha) \quad (\text{A.10})$$

Avec,

$$\delta = 25 - T \quad (\text{A.11})$$

$$\alpha(\delta,S) = 2,033\cdot 10^{-2} + 1,266\cdot 10^{-4}\delta + 2,464\cdot 10^{-6}\delta^2 - S[1,849\cdot 10^{-5} - 2,551\cdot 10^{-7}\delta + 2,551\cdot 10^{-8}\delta^2] \quad (\text{A.12})$$

Afin de visualiser l'évolution des caractéristiques diélectriques de l'eau de mer en fonction de la fréquence,  $\eta$  est décomposée en permittivité relative  $\epsilon_r$  et en conductivité  $\sigma$ . Puisque,

$$\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r - j\frac{\sigma\lambda}{2\pi c} = \epsilon_0\eta \quad (\text{A.13})$$

$c$  étant la célérité des ondes électromagnétiques dans le vide, alors,

$$\eta \simeq \epsilon_r - j60\sigma\lambda \quad (\text{A.14})$$

Et par identification avec (A.2),

$$\epsilon_r = \Re(\eta) \quad (\text{A.15})$$

$$\sigma = -\omega\epsilon_0\Im(\eta) \quad (\text{A.16})$$

La figure A.1 est ainsi générée en utilisant le modèle de Stogryn pour une salinité de 35 g/kg et une température de 15 °C qui représentent des valeurs moyennes à la surface du globe.

ANNEXE A. PERMITTIVITÉ COMPLEXE RELATIVE DE L'EAU DE MER

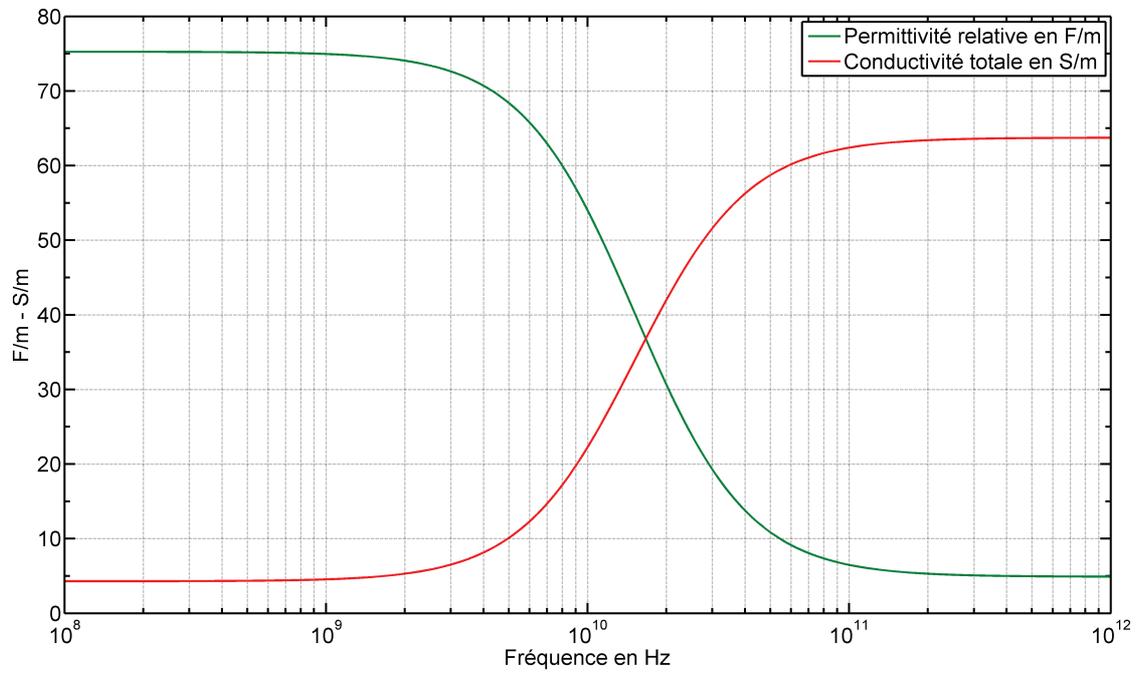


FIGURE A.1 – Permittivité relative et conductivité de la mer en fonction de la fréquence

## Annexe B

# Le modèle de diffraction sphérique de l'UIT

Le modèle de propagation par diffraction sphérique donné par l'*Union Internationale des Télécommunications* dans la Recommandation P.526 [54] est rappelé ici. Premièrement, un facteur normalisé d'admittance de surface  $K$  est défini par l'équation B.1 pour la polarisation horizontale et par l'équation B.2 pour la polarisation verticale.

$$K_H = \left( \frac{2\pi R_e}{\lambda} \right)^{-1/3} \left[ (\epsilon_r - 1)^2 + (60\lambda\sigma)^2 \right]^{-1/4} \quad (\text{B.1})$$

$$K_V = K_H \left[ \epsilon_r^2 + (60\lambda\sigma)^2 \right]^{1/2} \quad (\text{B.2})$$

Ces formulations font donc apparaître la permittivité relative  $\epsilon_r$  et la conductivité  $\sigma$  de la surface de la mer définies dans l'annexe A. Le rayon effectif terrestre  $R_e$  et la longueur d'onde  $\lambda$  sont exprimés en mètres. Un paramètre  $\beta$  qui tient compte de la nature du sol et de la polarisation est déduit de  $K$ . Soit :

$$\beta = \frac{1 + 1,6K^2 + 0,67K^4}{1 + 4,5K^2 + 1,53K^4} \quad (\text{B.3})$$

Ce paramètre permet de calculer la longueur normalisée du trajet  $X$  (équation B.4) et les hauteurs normalisées des antennes  $Y_A$  et  $Y_B$  (équation B.5) faisant apparaître la longueur du trajet assimilée à  $D$  et les hauteurs d'antennes  $h$  exprimées en mètres.

$$X = \beta \left( \frac{\pi}{\lambda R_e^2} \right)^{1/3} d \quad (\text{B.4})$$

$$Y = 2\beta \left( \frac{\pi^2}{\lambda^2 R_e} \right)^{1/3} h \quad (\text{B.5})$$

L'amplitude efficace du champ résultant  $E$  est obtenue à partir du niveau d'espace libre  $E_0$  (équation 2.7) auquel sont soustraites des pertes par diffraction sphérique.

Exprimée en dB, l'équation B.6 fait ainsi apparaître 3 termes définis par parties.

$$20 \log_{10} \left( \frac{E}{E_0} \right) = F(X) + G(Y_A) + G(Y_B) \quad (\text{B.6})$$

Le premier terme dépend de la distance (équation B.7). Les autres sont appelés *gains de hauteur* et dépendent de la hauteur normalisée appliquée pour chaque antenne (équation B.8).

$$F(X) = \begin{cases} -20 \log_{10}(X) - 5,6488X^{1,425} & \text{pour } X < 1,6 \\ 11 + \log_{10}(X) - 17,6X & \text{pour } X \geq 1,6 \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

$$G(Y) \simeq \begin{cases} 2 + 20 \log_{10}(K) & \text{pour } Y < \frac{K}{10} \\ 2 + 20 \log_{10}(K) + 9 \log_{10} \left( \frac{Y}{K} \right) \left[ \log_{10} \left( \frac{Y}{K} \right) + 1 \right] & \text{pour } \frac{K}{10} < Y < 10K \\ 20 \log_{10}(Y + 0,1Y^3) & \text{pour } 10K < Y < 2 \\ 17,6(Y - 1,1)^{1/2} - 5 \log_{10}(Y - 1,1) - 8 & \text{pour } Y > 2 \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

Ces formulations étant définies par morceaux, des discontinuités peuvent apparaître dans la courbe du niveau de champ électrique. Enfin, ce niveau de champ à longue distance ne dépend pratiquement pas de la polarisation en mer pour des fréquences supérieures à 30 MHz.

# Annexe C

## Expressions mathématiques pour le modèle de transmission

Les méthodes de calcul des variables du modèle de canal de transmission sont données ici. Ces dernières se fondent essentiellement sur des propriétés géométriques.

### C.1 Suivi de la position des antennes

Les expressions sont ici déterminées pour  $A$  (le centre de mesure ou de simulation de l'antenne d'émission) et s'obtiennent de la même manière pour  $B$ . Les coordonnées de  $A$  sont obtenues par le vecteur  $\overrightarrow{OA}$ , tel que :

$$\overrightarrow{OA} = \overrightarrow{OO_A} + \overrightarrow{O_A A} \quad (\text{C.1})$$

Dans cette expression,  $O$  représente le centre de la Terre et  $O_A$  représente le centre de gravité, assimilé au centre de flottaison de la plateforme hébergeant l'émetteur. Lorsque la plateforme est située au pôle (distance 0) :

$$\overrightarrow{OO_A} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ R_e + p(t) \end{pmatrix} \quad (\text{C.2})$$

$R_e$  et  $p(t)$  représentent respectivement le rayon effectif terrestre et la hauteur de  $O_A$  par rapport au niveau de la mer due au pilonnement. Le second vecteur de l'expression C.1 décrit les coordonnées du centre de l'antenne d'émission sur la plateforme. Soit :

$$\overrightarrow{O_A A} = \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix}_{\text{local}} \quad (\text{C.3})$$

La position géographique du centre de gravité est décrite par une rotation d'angle  $\alpha$  autour de l'axe  $\vec{Y}$  suivie d'une rotation d'angle  $\beta$  autour de l'axe  $\vec{Z}$ . Ainsi :

$$\overrightarrow{OO_A} = \mathbf{M}_\beta \mathbf{M}_\alpha \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ R_e + p(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (R_e + p(t)) \sin \alpha \cos \beta \\ (R_e + p(t)) \sin \alpha \sin \beta \\ (R_e + p(t)) \cos \alpha \end{pmatrix}_{\text{global}} \quad (\text{C.4})$$

$\mathbf{M}_\alpha$  et  $\mathbf{M}_\beta$  sont deux matrices de rotation telles que :

$$\mathbf{M}_\alpha = \begin{pmatrix} \cos \alpha & 0 & \sin \alpha \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \alpha & 0 & \cos \alpha \end{pmatrix} \quad (\text{C.5})$$

$$\mathbf{M}_\beta = \begin{pmatrix} \cos \beta & -\sin \beta & 0 \\ \sin \beta & \cos \beta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{C.6})$$

Le vecteur décrivant la position des antennes est en premier lieu affecté par les rotations associées aux variations de cap ( $\mathbf{M}_\gamma$  – lacet), d'assiette ( $\mathbf{M}_\tau$  – tangage) et de gîte ( $\mathbf{M}_\varrho$  – roulis) appliquées dans cet ordre<sup>1</sup>. Afin de conserver la même orientation des axes attachés aux plateformes lorsque  $\beta$  varie,  $\overrightarrow{O_A \hat{A}}$  subit également une rotation de  $\alpha$  par rapport à l'axe  $\vec{Y}$  ayant tourné de  $\beta$ . Soit :

$$\overrightarrow{O_A \hat{A}} = \mathbf{M}_\alpha^\beta \mathbf{M}_\gamma \mathbf{M}_\tau \mathbf{M}_\varrho \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix}_{\text{local}} = \mathbf{M}_\alpha^\beta \mathbf{M}_{\gamma\tau\varrho} \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix}_{\text{local}} \quad (\text{C.7})$$

Avec :

$$\mathbf{M}_\varrho = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \varrho(t) & -\sin \varrho(t) \\ 0 & \sin \varrho(t) & \cos \varrho(t) \end{pmatrix} \quad (\text{C.8})$$

$$\mathbf{M}_\tau = \begin{pmatrix} \cos \tau(t) & 0 & \sin \tau(t) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \tau(t) & 0 & \cos \tau(t) \end{pmatrix} \quad (\text{C.9})$$

$$\mathbf{M}_\gamma = \begin{pmatrix} \cos \gamma(t) & -\sin \gamma(t) & 0 \\ \sin \gamma(t) & \cos \gamma(t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{C.10})$$

Et :

$$\mathbf{M}_\alpha^\beta = \cos \alpha \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} + (1 - \cos \alpha) \begin{pmatrix} \sin^2 \beta & -\cos \beta \sin \beta & 0 \\ -\cos \beta \sin \beta & \cos^2 \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} + \sin \alpha \begin{pmatrix} 0 & 0 & \cos \beta \\ 0 & 0 & \sin \beta \\ -\cos \beta & -\sin \beta & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{C.11})$$

---

1. Les matrices de rotation n'étant pas commutatives, un ordonnancement différent ne produit pas le même résultat.

## C.2. CALCUL DES COORDONNÉES DU POINT DE RÉFLEXION DANS LE REPÈRE TERRESTRE

---

Les axes des antennes doivent également être exprimés dans le référentiel terrestre pour calculer les angles de pointage. Soit :

$$\vec{i}_A = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}_{\text{antenne}} \quad (\text{C.12})$$

$$\vec{j}_A = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}_{\text{antenne}} \quad (\text{C.13})$$

$$\vec{k}_A = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}_{\text{antenne}} \quad (\text{C.14})$$

Ces axes peuvent être orientés pour que la direction principale de rayonnement définie en simulation ou en mesure corresponde à la direction pointée sur la plateforme. Dans le cas général d'une orientation azimutale<sup>2</sup>, une rotation d'angle  $\xi$  quelconque par rapport à la ligne de foi serait prise en compte par la matrice de rotation  $\mathbf{M}_\xi$  telle que :

$$\mathbf{M}_\xi = \begin{pmatrix} \cos \xi & -\sin \xi & 0 \\ \sin \xi & \cos \xi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{C.15})$$

D'autre part, toutes les autres rotations sont également subies par les axes de l'antenne. D'où :

$$\vec{i}_A = \mathbf{M}_\alpha^\beta \mathbf{M}_{\gamma\tau\rho} \mathbf{M}_\xi \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}_{\text{antenne}} \quad (\text{C.16})$$

$$\vec{j}_A = \mathbf{M}_\alpha^\beta \mathbf{M}_{\gamma\tau\rho} \mathbf{M}_\xi \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}_{\text{antenne}} \quad (\text{C.17})$$

$$\vec{k}_A = \mathbf{M}_\alpha^\beta \mathbf{M}_{\gamma\tau\rho} \mathbf{M}_\xi \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}_{\text{antenne}} \quad (\text{C.18})$$

## C.2 Calcul des coordonnées du point de réflexion dans le repère terrestre

La recherche du point de réflexion dans le modèle 2D permet de déterminer les longueurs des trajets ainsi que l'angle d'élévation  $\varphi$ . Ces données sont ensuite utilisées pour déterminer les coordonnées du point de réflexion  $P$  dans le repère

---

2. Avec  $\vec{k}_A = \vec{z}_1$ .

terrestre. Cette opération est accomplie en résolvant un système de trois équations à trois inconnues. La figure C.1 rappelle la géométrie du problème dans le plan d'incidence.

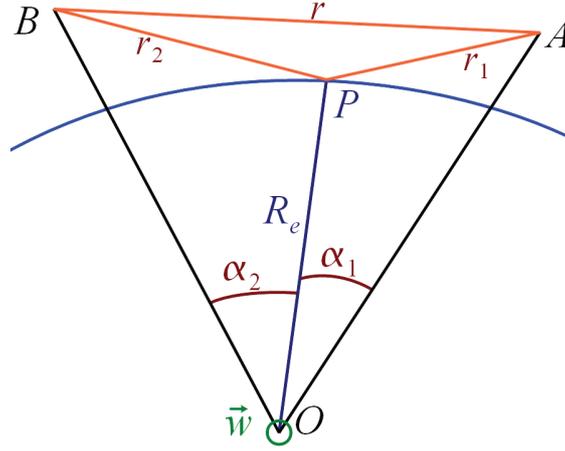


FIGURE C.1 – Schéma pour le calcul des coordonnées de  $P$

La première équation est issue du produit scalaire entre  $\vec{OP}$  et  $\vec{OA}$ . Soit :

$$\vec{OP} \cdot \vec{OA} = (X_P \ Y_P \ Z_P) \begin{pmatrix} X_A \\ Y_A \\ Z_A \end{pmatrix} = X_P X_A + Y_P Y_A + Z_P Z_A = \|\vec{OP}\| \|\vec{OA}\| \cos \alpha_1 \quad (\text{C.19})$$

Comme le point de réflexion est situé sur la surface de la Terre, la norme du vecteur  $\vec{OP}$  est égale au rayon effectif terrestre. Par ailleurs, l'angle  $\alpha_1$  est déterminé par Al-Kashi à partir des données issues du modèle 2D. Soit :

$$\cos \alpha_1 = \frac{\|\vec{OA}\|^2 + R_e^2 - r_1^2}{2 \|\vec{OA}\| R_e} \quad (\text{C.20})$$

Ainsi :

$$X_P X_A + Y_P Y_A + Z_P Z_A = \frac{\|\vec{OA}\|^2 + R_e^2 - r_1^2}{2} = C_1 \quad (\text{C.21})$$

En procédant de la même manière avec  $\vec{OB}$ , une seconde équation est obtenue. Soit :

$$X_P X_B + Y_P Y_B + Z_P Z_B = \frac{\|\vec{OB}\|^2 + R_e^2 - r_2^2}{2} = C_2 \quad (\text{C.22})$$

Le point  $P$  appartenant au plan d'incidence, le produit scalaire de  $\vec{OP}$  avec un vecteur normal  $\vec{w}$  au plan est nul. Les composantes de ce vecteur normal peuvent être obtenues à partir de  $\vec{OA}$  et  $\vec{OB}$ . Une dernière équation est ainsi obtenue, telle que :

$$X_P X_w + Y_P Y_w + Z_P Z_w = 0 \quad (\text{C.23})$$

Ainsi, la résolution de ce système fournit les composantes de  $\overrightarrow{OP}$  et donc les coordonnées de  $P$  dans le référentiel terrestre. Soit :

$$\begin{cases} X_P = \frac{(Z_w Y_B - Y_w Z_B) C_1 + (Y_w Z_A - Z_w Y_A) C_2}{X_w Y_A Z_B + Y_w Z_A X_B + Z_w X_A Y_B - X_w Z_A Y_B - Y_w X_A Z_B - Z_w Y_A X_B} \\ Y_P = \frac{(X_w Z_B - Z_w X_B) C_1 + (Z_w X_A - X_w Z_A) C_2}{X_w Y_A Z_B + Y_w Z_A X_B + Z_w X_A Y_B - X_w Z_A Y_B - Y_w X_A Z_B - Z_w Y_A X_B} \\ Z_P = \frac{(Y_w X_B - X_w Y_B) C_1 + (X_w Y_A - Y_w X_A) C_2}{X_w Y_A Z_B + Y_w Z_A X_B + Z_w X_A Y_B - X_w Z_A Y_B - Y_w X_A Z_B - Z_w Y_A X_B} \end{cases} \quad (\text{C.24})$$

### C.3 Détermination des axes et angles de pointage

Comme le montre la figure 3.3, les axes de pointage  $\vec{u}_\chi$  et  $\vec{u}_\psi$  sont définis par les axes d'antenne et par le trajet considéré. Les expressions sont données ici pour le trajet direct et à l'émission. Soit <sup>3</sup> :

$$\vec{u}_\chi = \frac{\vec{u}_\psi \wedge \overrightarrow{AB}}{\|\vec{u}_\psi \wedge \overrightarrow{AB}\|} \quad (\text{C.25})$$

$$\vec{u}_\psi = \frac{\vec{k}_A \wedge \overrightarrow{AB}}{\|\vec{k}_A \wedge \overrightarrow{AB}\|} \quad (\text{C.26})$$

Lorsque le vecteur trajet est colinéaire à l'axe  $\vec{k}_A$  de l'antenne, ces produits vectoriels produisent un vecteur nul. Dans ce cas :

$$\vec{u}_\chi = \vec{i}_A \quad (\text{C.27})$$

$$\vec{u}_\psi = \vec{j}_A \quad (\text{C.28})$$

Par ailleurs, l'angle de pointage en site s'obtient par le produit scalaire du vecteur directeur du trajet avec l'axe  $\vec{k}_A$ . Soit :

$$\chi = \arccos \left( \frac{\vec{k}_A \cdot \overrightarrow{AB}}{\|\overrightarrow{AB}\|} \right) \quad (\text{C.29})$$

L'angle de pointage en azimut est l'angle entre l'axe  $\vec{i}_A$  et la projection du trajet dans le plan défini par les axes  $\vec{i}_A$  et  $\vec{j}_A$ . Soit la projection du vecteur directeur du trajet telle que :

$$\vec{e} = \frac{\vec{u}_\psi \wedge \vec{k}_A}{\|\vec{u}_\psi \wedge \vec{k}_A\|} \quad (\text{C.30})$$

3. Le symbole  $\wedge$  désigne le produit vectoriel.

D'où :

$$\psi = \text{sgn}(\vec{e} \cdot \vec{j}_A) \arccos(\vec{e} \cdot \vec{i}_A) \quad (\text{C.31})$$

Lorsque le trajet est inclus dans le plan défini par les axes  $\vec{i}_A, \vec{k}_A$  et le centre de l'antenne  $A$ , un test du signe de  $\vec{e} \cdot \vec{i}_A$  permet de déterminer si  $\psi$  est égal à 0 ou  $\pi$ .

# Bibliographie

- [1] M. LATTUADA : *Efficient error correction solutions for OFDM based digital video*. Thèse de doctorat, Lausanne, 2004.
- [2] W. FISCHER : *Digital television : a practical guide for engineers*. Springer Verlag, 2004.
- [3] T. SIKORA : Digital consumer electronics handbook. *chapter MPEG-1 and MPEG-2 Digital Video Coding Standards*, 1997.
- [4] P. GASSER : MPEG-1 et MPEG-2. [http://www.pfast.fr/IMG/pdf/Compression\\_mpeg2\\_PG.pdf](http://www.pfast.fr/IMG/pdf/Compression_mpeg2_PG.pdf).
- [5] P.N. TUDOR : MPEG-2 video compression. *Electronics & communication engineering journal*.
- [6] M. BARLAUD et C. LABIT : Compression et codage des images et des vidéos. 2002.
- [7] MOVING PICTURE EXPERTS GROUP : Overview of the MPEG-4 standard. <http://mpeg.chiariglione.org/standards/mpeg-4/mpeg-4.htm>.
- [8] T. WIEGAND, G.J. SULLIVAN, G. BJONTEGAARD et A. LUTHRA : Overview of the H.264/AVC video coding standard. *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, 2003.
- [9] S. WENGER : H.264/AVC over ip. *Circuits and Systems for Video Technology, IEEE Transactions on*, 2003.
- [10] S. UEDA, H. SHIGENO et K. OKADA : NAL level stream authentication for H.264/AVC. *Information and Media Technologies*, 2007.
- [11] UIT-T : *H.264 : Codage vidéo évolué pour les services audiovisuels génériques*, 2012. <http://www.itu.int/rec/T-REC-H.264-201201-I/fr>.
- [12] IETF : *RTP Payload Format for H.264 Video*, 2005. <http://www.ietf.org/rfc/rfc3984.txt>.
- [13] IETF : *Transmission Control Protocol*, 1981. <http://www.ietf.org/rfc/rfc793.txt>.
- [14] IETF : *User Datagram Protocol*, 1980. <http://tools.ietf.org/rfc/rfc768.txt>.
- [15] IETF : *Internet Protocol, Version 6 (IPv6)*, 1998. <http://www.ietf.org/rfc/rfc2460.txt>.

- [16] S. KANUMURI, P. COSMAN et A.R. REIBMAN : A generalized linear model for MPEG-2 packet-loss visibility. *In Proceedings of 14<sup>th</sup> International Packet Video Workshop (PV'04)*, 2004.
- [17] S. KANUMURI, S.G. SUBRAMANIAN, P.C. COSMAN et A.R. REIBMAN : Predicting H.264 packet loss visibility using a generalized linear model. *In Image Processing, 2006 IEEE International Conference on*. IEEE, 2006.
- [18] F. BOULOS, D. HANDS, B. PARREIN et P. LE CALLET : Évaluation subjective des effets de pertes de paquets sur des vidéos codées en H. 264/AVC. 2009.
- [19] Y.J. LIANG, J.G. APOSTOLOPOULOS et B. GIROD : Analysis of packet loss for compressed video : Does burst-length matter ? *In Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings.(ICASSP'03). 2003 IEEE International Conference on*. IEEE, 2003.
- [20] Ramin KHALILI et Kavé SALAMATIAN : Evaluation of packet error rate in wireless networks, 2004.
- [21] D. WU, Y.T. HOU et Y.Q. ZHANG : Transporting real-time video over the internet : Challenges and approaches. *Proceedings of the IEEE*, 2000.
- [22] G. FEIDEROPOULOU : *Codage Conjoint Source-Canal des Sources Vidéo*. Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure des Télécommunications, 2005.
- [23] P. DUHAMEL et O. RIOUL : Codage conjoint source/canal : Enjeux et approches. *In 16<sup>e</sup> Colloque sur le traitement du signal et des images, FRA, 1997*, 1997.
- [24] S. WANG, C. PERRINE, C. OLIVIER, C. CHATELLIER *et al.* : Stratégie de codage conjoint pour la transmission de séquences d'images via un canal bruité. 2007.
- [25] X. GAO, L. ZHUO, S. WANG et L. SHEN : A H.264 based joint source channel coding scheme over wireless channels. *In Intelligent Information Hiding and Multimedia Signal Processing, 2008. IIHMSP'08 International Conference on*. IEEE, 2008.
- [26] L. HANZO et T. KELLER : OFDM and MC-CDMA. 2006.
- [27] J.G. PROAKIS : *Digital communications 4<sup>th</sup> Ed.* McGraw-Hill, 2001.
- [28] G. BAUDOIN : *Radiocommunications numériques, Tome 1 : Principes, modélisation & simulation (Coll. Technique & ingénierie)*. Dunod, 2007.
- [29] Y. LOUËT et J. PALICOT : Synthèse de la notion de facteur de crête et application aux modulations monoporteuse. *In 20<sup>e</sup> Colloque sur le traitement du signal et des images, FRA, 2005*. GRETSI, Groupe d'Etudes du Traitement du Signal et des Images, 2005.
- [30] Y. LOUËT : *Prise en compte du facteur de crête dans le dimensionnement des systèmes de télécommunications*. Habilitation à diriger des recherches en sciences de l'ingénieur/traitement du signal et de l'image, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR), 2010.

- 
- [31] Y. HURTAUD : *Contribution à l'étude de la propagation des ondes millimétriques au-dessus de la mer*. Thèse de doctorat, Université de Rennes I, 1987.
- [32] Y.M. LE ROUX, J. MÉNARD, C. TOQUIN, J.P. JOLIVET et F. NICOLAS : Experimental measurements of propagation characteristics for maritime radio links. *In Intelligent Transport Systems Telecommunications, ITST, 9<sup>th</sup> International Conference on*. IEEE, 2009.
- [33] L. BOITHIAS : *Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre*. Dunod, 1984.
- [34] M. LEVY : *Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation*. IEE Electromagnetic Waves Series 45, 2000.
- [35] J. DEYGOUT : *Données fondamentales de la propagation radioélectrique*. Cours de l'Ecole Supérieure d'Electricité, 1994.
- [36] ITU-R Recommendation P.453-10 : *The radio refractive index : its formula and refractivity data*, 2012. <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.453/fr>.
- [37] ITU-R Recommendation P.530-14 : *Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems*, 2012. <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.530/fr>.
- [38] ITU-R Recommendation P.676-9 : *Attenuation by atmospheric gases*, 2012. <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.676/fr>.
- [39] ITU-R Recommendation P.836-4 : *Water vapour : surface density and total columnar content*, 2009. <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.836/fr>.
- [40] ITU-R Recommendation P.838-3 : *Specific attenuation model for rain for use in prediction methods*, 2005. <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.838/fr>.
- [41] ITU-R Recommendation P.837-6 : *Characteristics of precipitation for propagation modelling*, 2012. <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.837/fr>.
- [42] K. SIWIAK : *Radiowave propagation and antennas for personal communications*. Artech House, Inc., 1998.
- [43] A.A. SMITH : *Radio Frequency Principles & Applications*. IEEE Press/Chapman & Hall Publishers, 1998.
- [44] A.R. MILLER et E. VEGH : Exact result for the grazing angle of specular reflection from a sphere. *SIAM review*, 1993.
- [45] C.A. BALANIS : *Advanced engineering electromagnetics*. 1989.
- [46] WS AMENT : Toward a theory of reflection by a rough surface. *Proceedings of the IRE*, 1953.
- [47] P. BECKMANN et A. SPIZZICHINO : *The scattering of electromagnetic waves from rough surfaces*. International series of monographs on Electromagnetic waves. Pergamon Press, 1963.
- [48] AR MILLER, RM BROWN et E. VEGH : A new derivation for the rough surface reflection coefficient and for the distribution of sea wave elevations. Rapport technique, DTIC Document, 1983.

- 
- [49] T. ELFOUHAILY, B. CHAPRON, K. KATSAROS et D. VANDEMARK : A unified directional spectrum for long and short wind-driven waves. *Journal of Geophysical Research*, 1997.
- [50] L. GARDENAL, B. PHILIBERT et R.M. TURNER : étude de l'interaction des ondes électromagnétiques sur une surface maritime : amélioration de l'algorithme de pistage à basse altitude de cibles radar. *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 1994.
- [51] N. GUILLET : *Diffusion par une cible complexe d'une onde électromagnétique se propageant en milieu hétérogène au-dessus d'une surface irrégulière*. Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier, 2003.
- [52] T. LURTON : *Modélisation et simulation de l'interaction entre onde électromagnétique et surfaces de mer*. Thèse de doctorat, Télécom Bretagne, 2010.
- [53] T.S. HRISTOV, K.D. ANDERSON et C.A. FRIEHE : Scattering properties of the ocean surface : the Miller-Brown-Vegh model revisited. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 2008.
- [54] ITU-R Recommendation P.526-12 : *Propagation by diffraction*, 2012. <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.526/fr>.
- [55] S. ROTHERAM : Ground-wave propagation. part 1 : Theory for short distances. *Communications, Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*, 1981.
- [56] S. ROTHERAM : Ground-wave propagation. part 2 : Theory for medium and long distances and reference propagation curves. *Communications, Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*, 1981.
- [57] Y. KARASAWA et T. SHIOKAWA : Characteristics of L-band multipath fading due to sea surface reflection. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 1984.
- [58] ITU-R Recommendation P.372-10 : *Radio noise*, 2009. <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.372/fr>.
- [59] M.P. FITZ et J.P. SEYMOUR : On the bit error probability of QAM modulation. *International Journal of Wireless Information Networks*, 1994.
- [60] S. DAUMONT, B. RIHAWI et Y. LOUT : Root-raised cosine filter influences on PAPR distribution of single carrier signals. *In Third International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*. IEEE, 2008.
- [61] ETSI EN 300 744 : *Digital Video Broadcasting; Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*, 2009. <http://www.etsi.org/website/technologies/dvb.aspx>.
- [62] T. TURLETTI : GMSK in a nutshell. *Telemedia Networks and Systems Group*, 1996.
- [63] K. MUROTA et K. HIRADE : GMSK modulation for digital mobile radio telephony. *Communications, IEEE Transactions on*, 1981.

- 
- [64] D. PIROT-LEROUX : *Turbo-égalisation appliquée aux communication radio-mobiles*. Thèse de doctorat, Télécom Bretagne, 2001.
- [65] B. UGUEN, L.M. AUBERT et F.T. TALOM : A comprehensive MIMO-UWB channel model framework for ray tracing approaches. *In Ultra-Wideband, The 2006 IEEE 2006 International Conference on*, 2006 , organization =.
- [66] T.S. RAPPAPORT : *Wireless communications : principles and practice*. IEEE press, 1996.
- [67] Centre d'Archivage National de Données de HOULE IN SITU : *Les Pierres Noires, campagne 02911*, 2012. [http://candhis.cetmef.developpement-durable.gouv.fr/publications/02911/astx\\_02911\\_2.pdf](http://candhis.cetmef.developpement-durable.gouv.fr/publications/02911/astx_02911_2.pdf).
- [68] K. YANG, T. RØSTE, F. BEKKADAL et T. EKMAN : Channel characterization including path loss and doppler effects with sea reflections for mobile radio propagation over sea at 2 ghz. *In Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), International Conference on*. IEEE, 2010.
- [69] M. NEY : *Introduction à la théorie et au calcul des antennes, cours de Master*, 2010. Télécom Bretagne.
- [70] C.A. BALANIS : *Antenna theory : analysis and design*. J. Wiley, New York, 1982.
- [71] W. EL HAJJ : *Contribution à l'analyse, la conception et l'optimisation d'antennes multi-accès numériques pour communications opportunistes dans une architecture radio large bande*. Thèse de doctorat, Télécom Bretagne, 2011.
- [72] N.J. GONÇALVES FONSECA : *Étude de systèmes micro-ondes d'alimentation d'antennes réseaux pour applications multifaisceaux*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2010.
- [73] R.C. HANSEN : *Phased array antennas*. Wiley-Interscience, 2009.
- [74] WJ HUANG, BH SUN, Y. WANG, FF ZHANG et K. HE : A high-gain dual-band ESPAR antenna with simple on/off controlling. *In Antennas Propagation and EM Theory, International Symposium on*. IEEE, 2010.
- [75] V. AMMULA, SM RAO et S.M. WENTWORTH : Dual excited planar circular array antenna for direction agile applications. *In System Theory, Southeastern Symposium on*. IEEE, 2010.
- [76] T. OHIRA : Adaptive array antenna beamforming architectures as viewed by a microwave circuit designer. *In Asia-Pacific Microwave Conference*. IEEE, 2000.
- [77] D.V. THIEL et S. SMITH : *Switched parasitic antennas for cellular communications*. Artech House Publishers, 2001.
- [78] Commission internationale pour la protection contre les rayonnements non ionisants (ICNIRP) : *Guide pour l'établissement de limites d'exposition aux champs électriques, magnétiques et électromagnétiques*,

2001. [http://www.radiofrequences.gouv.fr/IMG/pdf/ICNIRP\\_guide\\_limites\\_exposition\\_CEM\\_1998.pdf](http://www.radiofrequences.gouv.fr/IMG/pdf/ICNIRP_guide_limites_exposition_CEM_1998.pdf).
- [79] P. IOANNIDES et C.A. BALANIS : Uniform circular arrays for smart antennas. *Antennas and Propagation Magazine*, 2005.
- [80] L. JOSEFSSON et P. PERSSON : *Conformal array antenna theory and design*. Wiley-IEEE Press, 2006.
- [81] R.C. JOHNSON et H. JASIK : *Antenna engineering handbook*. McGraw-Hill.
- [82] Y. CAI et Y.J. GUO : Dipole uniform circular array backed by a cylindrical reflector. *In Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation EuCAP*. IEEE, 2010.
- [83] A. STOGRYN : Equations for calculating the dielectric constant of saline water (correspondence). *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 1971.